

APR 2 1952

L'ONDE ÉLECTRIQUE

32^e ANNÉE N° 298

JANVIER 1952

PRIX : 200 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

National Bureau of Standards
Central Radio Propagation Laboratory
Library
Boulder, Colorado

NOTRE COUVERTURE

Appareillage pour la mesure de l'angle
de perte des diélectriques en haute fréquence,
réalisé par les Ets Geffroy et Cie, "FERISOL"

LIRE DANS CE NUMÉRO

Diffraction des ondes électromagnétiques par des ouver-
tures dans des écrans plans conducteurs - J. P. Vasseur

Etude critique de la notion de haute fidélité dans la
réponse des chaînes électro-acoustiques

A. Moles

Un nouveau procédé de modulation codée
« La modulation en Δ » - L. J. Libois

Les tubes cathodiques pour récepteurs de
télévision aux U. S. A.

G. G. Esculier
A. F. Philips

Boulevard
NATIONAL BUREAU OF STANDARDS

MAY 29 1953

808.50

TK 6540

06

GÉNÉRATEUR ÉTALON d'HYPERFRÉQUENCES

TYPE G.E.F. 7.14 C

G.E.F.

HAUTE PRÉCISION
ET STABILITÉ

ÉTALONNAGE DES
ONDEMÈTRES ET
GÉNÉRATEURS



CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

Bande nominale ... 2.000 à 4.000 Mc/s
Bande étendue ... 600 à 30.000 Mc/s
Précision relative ... $2 \cdot 10^{-6}$

C^{IE} G^{LE} DE TELEGRAPHIE SANS FIL
CENTRE DE RECHERCHES TECHNIQUES

23, RUE DU MAROC - PARIS-19^e - TÉL. BOT. 17-06, 66-50, 66-51

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE 2000 »

ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

200 francs

Vol. XXXII

JANVIER 1952

Numéro 298

SOMMAIRE

	Pages
Diffraction des ondes électromagnétiques par des ouvertures dans les écrans plans conducteurs	J. P. VASSEUR 3
Etude critique de la notion de haute fidélité dans la réponse des chaînes électro-acoustiques	A. MOLES 11
Un nouveau procédé de modulation codée « La modulation en Δ »	L. J. LIBOIS 26
Les tubes cathodiques pour récepteurs de télévision aux U. S. A.	G. G. ESCULIER 32
A. F. Philips	35
Analyses	1 à 4 A

Sur la couverture :

Appareillage de mesures pour la détermination de l'angle de perte et du pouvoir inducteur spécifique des diélectriques en haute fréquence. — E^{ts} Geffroy et C^{ie}, "FÉRISOL".

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Électrique n'engagent que leurs auteurs

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. i.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3^o Visites de diverses installations radio électriques : « stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4^o Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse)

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1^o Membres titulaires, particuliers 1 600 F
— sociétés ou collectivités 6 000 F. } au gré
12 000 F. } de la Société
ou 25 000 F. } ou Collectivité

2^o Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 600 F.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 300 F.

3^o Membres à vie .

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 12 000 F.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.

5^o Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
- 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
- 1924 R. DE VALBREUZE, Ingénieur.
- 1925 † J.-B. POMEY Inspecteur Général des P. T. T.
- 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
- 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
- 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
- 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
- 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
- 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
- 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
- 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
- 1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
- 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
- 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
- 1937 F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
- 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
- 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
- 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
- 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
- 1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
- 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
- 1948 Le Prince LOUIS de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
- 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
- 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

Président désigné pour 1952 :

M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.

Vice-Présidents :

MM. G. LEHMANN, Directeur scientifique du L. C. T.

B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.

R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.

Secrétaires :

MM. J. DOCKES, Ingénieur des P. T. T.

J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.

H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Études générales.	M. de MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. GOUDET.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN.	M. CBARIET.
			M ^{me} COURTILLOT.

SECTION DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens 10 Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

Le Comité de la Section Radio de « Institution of Electrical Engineers », organise à Londres une semaine de discussions du 28 avril au 3 mai 1952 intitulée « La contribution britannique à la télévision ». Les membres de la Société des Radioélectriciens sont cordialement invités à y assister.

La semaine sera divisée en neuf Sessions, qui s'étendront à tous les aspects de la télévision. Chaque Session sera consacrée à la présentation et à la discussion de mémoires techniques illustrés, là où il convient, par des démonstrations. Des visites à des organismes s'occupant de tous les aspects de la télévision seront comprises au programme.

Les différentes Sessions seront les suivantes :

- Etablissement des programmes ;
- Transmission ;
- Postes émetteurs ;
- Propagation ;
- Appareils récepteurs (2 sessions) ;
- Applications autres que la radiodiffusion ;
- Aspects divers.

Le Comité espère que les textes des mémoires seront imprimés au préalable. Un numéro spécial des « Proceedings of the Institution of Electrical Engineers » sera publié et contiendra le compte-rendu complet de la semaine.

Les personnes qui auraient l'intention de participer à ce congrès, et même d'y présenter des communications sont priées de se mettre en

rapport avec le secrétariat de la Société des Radioélectriciens où ils pourront d'ailleurs prendre connaissance des documents les plus récents envoyés à ce sujet par « Institution of Electrical Engineers ».

PORTRAITS DES GRANDS HOMMES DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

Le Secrétariat général de l'Union Internationale des Télécommunications met actuellement en vente une eau forte de PUPIN, tirée à 660 exemplaires sur papier de luxe. Chaque épreuve mesure 23 cm × 17 cm, marges comprises. Cette gravure peut être obtenue au Secrétariat général de l'Union Internationale des Télécommunications, Palais Wilson, 52, rue des Pâquis, Genève (Suisse), contre l'envoi de la somme de 3 francs suisses par exemplaire, frais de port et d'emballage compris.

Un petit nombre d'exemplaires des portraits de MORSE, de HUGHES, de BELL, de MARCONI, de BAUDOT, de GAUSS & WEBER, de MAXWELL, du Général FERRIE, de SIEMENS, de POPOV, d'AMPERE, de HERTZ, d'IRLANG, de TESLA, de FARADAY et de HEAVISIDE, tirés de 1935 à 1952 est encore disponible. Pri : 3 francs suisses par unité.

Nous remercions la revue « Ingénieurs et Techniciens » qui a bien voulu nous prêter les illustrations de l'article de Messieurs THIEN-CHI et SUCHET, paru dans notre numéro de décembre 1951.

DIFFRACTION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES PAR DES OUVERTURES DANS DES ÉCRANS PLANS CONDUCTEURS

PAR

Jean-Pierre VASSEUR

Le but de ce travail est de clarifier les connaissances actuelles sur la diffraction et de proposer une formule correcte pour le calcul de la diffraction et un énoncé rigoureux du principe de HUYGHENS.

Après un bref rappel des méthodes classiques d'intégration directe des équations de MAXWELL, une étude détaillée des formules de KOTTLER montre exactement en quoi elles sont incorrectes.

L'utilisation comme sources secondaires, de dipôles magnétiques répartis sur le plan de l'ouverture, permet de créer un champ diffracté qui satisfait à toutes les conditions aux limites. Ces dipôles magnétiques sont déterminés par un système de deux équations intégrales plus complètes que des équations analogues écrites par COPSON.

Réciproquement, le champ diffracté peut être créé par des dipôles électriques répartis sur la partie métallique de l'écran et également déterminés par un système de deux équations intégrales.

Ces systèmes d'équations permettent l'énoncé rigoureux du principe de HUYGHENS sous plusieurs formes équivalentes. Leur comparaison conduit à l'expression exacte du principe de BABINET, que l'on peut d'ailleurs établir directement.

Dans le cas d'un petit trou circulaire et d'un demi-plan la méthode proposée donne les résultats trouvés autrement par BETHE et SOMMERFELD. Il semble actuellement impossible de résoudre les équations intégrales proposées, même dans des cas simples, cependant dans le cas où l'ouverture est assez grande (quelques longueurs d'onde) les calculs se simplifient et conduisent à des formules analogues à celles de KOTTLER et ne contenant plus que des quadratures. Ces formules ont plusieurs expressions réciproques l'intégration étant étendue à l'ouverture ou à la partie métallique de l'écran.

Une étude expérimentale de la diffraction d'ondes électromagnétiques de 3 cm de longueur d'onde montre un accord satisfaisant avec les formules simplifiées proposées quand les hypothèses simplificatrices sont vérifiées.

INTRODUCTION

L'étude théorique de la diffraction a été entreprise depuis fort longtemps puisque HUYGHENS énonçait son fameux principe en 1678 devant l'Académie Royale de Paris. Cependant il est très remarquable qu'aujourd'hui il n'existe encore aucune formule générale correcte pour la diffraction. Si l'on a pu traiter certains cas très précis en toute rigueur on doit se contenter en général des formules approximatives de FRESNEL, de KIRCHHOFF ou de KOTTLER. Celles-ci ont été suffisantes tant que l'on a étudié seulement la diffraction en optique. On trouvait ainsi des résultats très suffisamment précis pour l'étude des aberrations dans les instruments d'optique et les problèmes de diffraction par des fentes ou des réseaux, où se posait d'une façon aiguë, la question de la polarisation, avaient reçu d'excellentes solutions directes. On peut expliquer ainsi que la physique ait longtemps vécu avec formules de diffraction théoriquement incorrectes et une expression mathématique du principe de HUYGHENS nettement insuffisante.

Cependant, depuis ces dix dernières années, on sait produire des ondes HERTZIENNES de longueur d'onde de l'ordre du centimètre avec des puissances élevées et d'autre part des récepteurs extrêmement sensibles.

Les problèmes de diffraction se sont alors posés d'une façon entièrement différente.

D'une part les obstacles étaient très souvent de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde, ou même franchement plus petits, et d'autre part, le champ tout près de l'obstacle pouvait présenter un très grand intérêt.

De nombreux auteurs ont alors repris la question à la base et si beaucoup ont exhumé des théories déjà très anciennes, un certain nombre ont fait un travail réellement original et productif.

Mais presque tous sentaient le besoin d'une théorie correcte, et générale, et d'une expression du principe de HUYGHENS. Il nous a donc paru intéressant de faire une mise au point de la question. C'est pourquoi après quelques indications historiques nous avons rapidement classifié les cas, peu nombreux, de solution exacte. Puis nous avons examiné les solutions de KIRCHHOFF et de KOTTLER basées sur le principe de HUYGHENS et montré exactement en quoi elles n'étaient pas satisfaisantes. Nous avons alors entrepris de traiter rigoureusement le problème de la diffraction, par une ouverture dans un écran plan, parfaitement conducteur. Nous sommes arrivés à des formules qui, si elles ne sont pas d'une manipulation mathématique très aisée, nous auront au moins permis d'énoncer le principe de HUYGHENS sous une forme correcte.

Enfin devant le petit nombre de mesures des champs rapprochés de diffraction et la difficulté de comparer les résultats, nous avons entrepris une étude expérimentale de la diffraction par les

écrans plans conducteurs dont nous avons essayé d'interpréter les résultats.

La bibliographie que nous présentons a été faite aussi complète que possible, elle ne néglige pas les auteurs anciens qui ont souvent donné d'excellentes solutions, quelquefois redécouvertes un siècle plus tard. Nous avons cependant en général laissé de côté les applications de la théorie à des cas trop particuliers et notamment toutes les applications aux instruments d'optique pour ne retenir que les méthodes de calcul et leurs applications fondamentales.

1. Historique.

C'est en 1678 devant l'Académie Royale des Sciences à Paris, que Christian HUYGHENS, Seigneur de Zeelhem, énonça, à propos de ses études sur la lumière, le principe qui devait porter son nom. Ce mémoire ne fut édité qu'en 1690 et complété d'un traité de la pesanteur. L'hypothèse de HUYGHENS servait à expliquer la propagation rectiligne de la lumière.

Voici l'énoncé original de HUYGHENS [72].

« Il y a encore à considérer dans l'émanation de ces ondes, que chaque particule de la matière dans laquelle une onde s'étend, ne doit pas communiquer son mouvement seulement à la particule prochaine, qui est dans la ligne droite tirée du point lumineux ;

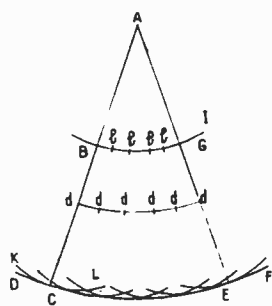


Fig. 1.

mais qu'elle en donne aussi nécessairement à toutes les autres qui la touchent et qui s'opposent à son mouvement. De sorte qu'il faut qu'autour de chaque particule il se forme une onde dont cette particule soit le centre. Ainsi (Fig. 1), si DCF est une onde émanée du point lumineux A, qui est son centre ; la particule B, une de celles qui sont comprises dans la sphère DCF aura fait son onde particulière KCL qui touchera l'onde DCF en C au même moment que l'onde principale, émanée du point A, est parvenue en DCF ; et il est clair qu'il n'y aura que l'endroit C de l'onde KCL qui touchera l'onde DCF savoir celui qui est dans la droite menée par AB. De même les autres particules de la sphère DCF comme bb, dd, etc.. auront fait chacune son onde. Mais chacune de ces ondes ne peut être qu'infiniment faible, comparée à l'onde DCF, à la composition de laquelle toutes les autres contribuent par la partie de leur surface qui est la plus éloignée du centre A ».

Cette géniale intuition qui traduisait déjà l'idée de propagation par action locale développée plus tard par MAXWELL avait en fait mené HUYGHENS

à prévoir théoriquement la diffraction. Il est curieux de remarquer qu'il ne voulait pas croire à ces phénomènes qu'il n'avait pas observés et essaya au contraire de démontrer la propagation rectiligne rigoureuse de la lumière.

« Remarquons premièrement que chaque partie de l'onde doit s'étendre en sorte que les extrémités soient toujours entre les mêmes lignes droites tirées du point lumineux, ainsi la partie d'onde BG ayant le point lumineux A pour centre, s'étendra en l'arc CE terminé par les droites ABC, AGE. Car bien que les ondes particulières produites par les particules que comprend l'espace CAE se répandent aussi hors de cet espace. Toutefois elles ne concourent point en même instant à composer ensemble une onde qui termine le mouvement, que précisément dans la circonférence CE qui est leur tangente commune.

Or, quelque petite que nous fassions l'ouverture BG la raison est toujours la même pour y faire passer la lumière entre les lignes droites, parce que cette ouverture est toujours assez grande pour contenir un grand nombre de particules de la matière éthérée qui sont d'une petitesse inconcevable, de sorte qu'il paraît que chaque petite partie d'onde s'avance nécessairement suivant la ligne droite qui vient du point luisant. Et c'est ainsi que l'on peut prendre des rayons de lumière comme si c'étaient des lignes droites....

J'avoue donc que pour ce qui est des ondulations ou cercles qui se font à la surface de l'eau, la chose se passe à peu près comme l'assure M. NEWTON : c'est-à-dire qu'une onde après avoir passé l'ouverture se dilate ensuite d'un côté et d'autre, et toutefois plus faiblement là que dans le milieu. Mais pour le son, je dis que ces émanations par les costez sont presque insensibles à l'oreille, et qu'en ce qui est de la lumière, elles ne font point d'effet du tout sur les yeux ».

Il fallut attendre un siècle pour que FRESNEL [61] fasse la première théorie cohérente de la diffraction en combinant le principe de HUYGHENS et celui des interférences qui venait d'être découvert par YOUNG. FRESNEL énonçait le principe de HUYGHENS sous la forme où il est encore utilisé dans les traités élémentaires d'optique :

« Les vibrations d'une onde lumineuse dans chacun de ses points peuvent être regardées comme la somme des mouvements élémentaires qu'y enverrait au même instant, en agissant isolément, toutes les parties de cette onde considérée dans une quelconque de ses positions antérieures ».

Et il ajoute en note :

« Je considère toujours la succession d'une infinité d'ondulations ou une vibration générale du fluide, ce n'est que dans ce sens que l'on peut dire que deux ondes lumineuses se détruisent, quand elles sont à une demi-ondulation l'une de l'autre. Les formules d'interférence que je viens de donner ne sont point applicables au cas d'une ondulation isolée, qui n'est d'ailleurs pas celui de la nature ».

FRESNEL fonda ainsi sa théorie bien connue, il fit lui-même quelques vérifications expérimentales en optique. L'accord fut dans l'ensemble excellent

et l'on sait d'ailleurs que la théorie de FRESNEL est encore utilisée de nos jours. La réussite de cette théorie ne fut d'ailleurs pas sans contribuer au triomphe de la conception ondulatoire de la lumière.

Cependant les idées de FRESNEL soulevaient encore quelques difficultés, les ondelettes de HUYGHENS avaient deux enveloppes, et l'on comprenait mal pourquoi une seule devait être considérée, l'autre conduisant à une onde revenant en arrière vers la source. D'autre part, des expériences notamment de FIZEAU [52] et GOUY [65] mirent en évidence une polarisation par diffraction, qu'il fallait expliquer.

En 1882, KIRCHHOFF [80] répondit à la première objection en énonçant sa fameuse formule. En prenant comme source secondaire une sphère pulsante et un doublet, les ondelettes de HUYGHENS n'avaient plus qu'une seule enveloppe. Ce calcul devint très vite classique et plusieurs auteurs dont POINCARÉ [123-122] et Lord RAYLEIGH [135] tirèrent de nombreuses conclusions de la formule de KIRCHHOFF.

Malheureusement, on s'aperçut vite qu'en appliquant la formule de KIRCHHOFF aux composantes d'un champ électromagnétique, on obtenait un rayonnement qui ne satisfaisait pas aux équations de MAXWELL. Un grand nombre d'auteurs dont POINCARÉ [124], LOVE [98], IGNATOWSKI [74], TEDONNE [182], LARMOR [87], etc... essayèrent pendant 30 ans, d'utiliser comme source secondaire des doublets électriques ou magnétiques, mais c'est seulement KOTTLER [83] qui réussit à trouver une formule correcte en 1923. Son calcul a été repris ou commenté dans un grand nombre de mémoires, dont nous ne citerons que l'excellent exposé en français de DE BROGLIE [22] et l'abondante étude de BACKER et COPSON [6]. La théorie de KOTTLER fut classique jusque vers 1940, et ses résultats furent étendus à des problèmes connexes tels que ceux des ondes élastiques [57] ou thermiques [127].

Cependant, le développement de la technique du radar remit la diffraction à l'ordre du jour et un vigoureux effort fut fait pour remédier aux défauts des formules de KOTTLER.

MAGNUS [103] en 1941 retrouvait les formules de SOMMERFELD pour le demi-plan à partir des courants circulant dans l'écran. BUCHHOLTZ [26] essaye en 1943 de satisfaire aux conditions aux limites en ajoutant à l'onde incidente des ondes réfléchies et diffractées, déterminées de proche en proche et arrive à une infinité d'équations linéaires à une infinité d'inconnues.

BETHE [9] dans un remarquable mémoire de 1944 résout le problème de la diffraction par un petit trou en résolvant une équation intégrale et ouvre ainsi la voie aux travaux modernes. Il est bientôt suivi par COPSON [37] qui en 1946 détermine dans le cas général les sources de HUYGHENS par des équations intégrales dans lesquelles il omet malheureusement une intégrale de contour. MILES [111] traite également en 1949 le problème par des équations intégrales dont il donne un procédé de résolution.

La même méthode est suivie pour des ondes acoustiques par PRINSHOF [129], CARLSON et HEINS

[28] et LEVINE et SCHWINGER [93] qui donnent des solutions réellement nouvelles.

Les méthodes d'intégration directe des équations de MAXWELL se sont développées parallèlement, mais ont beaucoup moins évolué. La première semble être celle de POINCARÉ [125] en 1892 qui traite le problème du demi-plan, et explique ainsi les résultats de FIZEAU et GOUY. Il fut suivi de près par SOMMERFELD [166 à 172] qui développa sa théorie des fonctions multiformes de 1891 à 1901, il l'appliqua au cas du demi-plan.

La méthode de SOMMERFELD ne se prête pas à beaucoup de généralisations. CARSLAW et VOIGT [29-189] ramènent la source lumineuse à distance finie. SCHWARTZSCHILD [156] traite le cas d'une fente et LAMB [86] trouve une démonstration élémentaire des formules de SOMMERFELD, enfin WIEGREFFE [193-194] traite le cas de la diffraction par un dièdre.

Lord RAYLEIGH [136] en 1897 étudie le cas des petits obstacles, puis MACLAURIN [101] traite en 1898 le cas de la diffraction par un ellipsoïde. Lord RAYLEIGH [137] en 1901 calcule le champ autour d'une sphère et IGNATOWSKI [73] en 1905 résout le problème de la diffraction par un cylindre circulaire. SIEGER [161] en 1908 devait généraliser au cas d'un cylindre elliptique. MIE [107] et DEBYE [38] en 1908 et 1909 étudient le cas d'une sphère et l'on ne devait guère étudier d'autres obstacles à part un réseau en 1929 par FISCHER [51]. On trouve deux excellentes études générales sur ces méthodes dans EPSTEIN [48] et STRUTT [180]. Enfin en 1934, EISENHART [47] démontrait que l'on ne pouvait étudier par cette méthode que la diffraction par des quadriques.

Parmi les travaux modernes, nous relèverons ceux de DELSARTE [39] et ROBIN [144], qui prennent comme condition aux limites l'état vibratoire au temps $t = 0$ en considérant une variation quelconque du phénomène en fonction du temps et une ingénieuse méthode de LEVINE et SCHWINGER [92] pour la diffraction par l'embouchure d'un guide circulaire.

D'autres auteurs ont cherché moins à découvrir et étudier des fonctions qu'à en donner des méthodes de calcul numérique [113-14].

Les expériences de diffraction furent très vite entreprises. Après les expériences déjà citées de FRESNEL, FIZEAU et GOUY, Lord RAYLEIGH [133-138] fit probablement les premières expériences de diffraction du son (1888 et 1909). Nous ne parlerons pas ici des très nombreuses études sur les instruments d'optique et avant de quitter cette science, nous citerons la vérification des formules de SOMMERFELD par SAVORNIN [148].

Dès l'apparition des ondes Hertiennes, qui furent d'abord produites à très grande fréquence, on répéta toutes les expériences de l'optique, mais plutôt qualitativement, faute de matériel précis.

Les champs produits par des miroirs paraboliques, furent étudiés également très tôt, mais il a fallu attendre ces dernières années pour réaliser de bonnes expériences de diffraction par des orifices dans les écrans [50-118-160]; encore les résultats ne sont-ils pas toujours comparables.

2. Intégration directe des équations de MAXWELL.

Il est possible d'intégrer les équations de MAXWELL en tenant compte des conditions imposées par la présence d'un obstacle dans un petit nombre de cas particuliers, mais importants. Ces calculs ont été entrepris il y a déjà longtemps et très souvent repris par un grand nombre d'auteurs, en général allemands.

On connaît actuellement deux méthodes, celle des coordonnées curvilignes et celle des fonctions non uniformes de SOMMERFELD.

a) Méthode des coordonnées curvilignes.

Rapportons l'espace à un système de coordonnées curvilignes orthogonales x_1, x_2, x_3 .

L'élément linéaire :

$$d^2s = d^2x + d^2y + d^2z$$

devient :

$$ds^2 = e_1^2 dx_1^2 + e_2^2 dx_2^2 + e_3^2 dx_3^2$$

Il est facile de voir que le Laplacien d'une fonction devient :

$$\Delta u = \frac{1}{e_1 e_2 e_3} \left[\frac{\partial}{\partial x_1} \left(\frac{e_2 e_3}{e_1} \frac{\partial u}{\partial x_1} \right) + \frac{\partial}{\partial x_2} \left(\frac{e_3 e_1}{e_2} \frac{\partial u}{\partial x_2} \right) + \frac{\partial}{\partial x_3} \left(\frac{e_1 e_2}{e_3} \frac{\partial u}{\partial x_3} \right) \right]$$

Il peut arriver que l'équation des ondes :

$$\Delta u + k^2 u = 0$$

admette des solutions de la forme :

$$u(x_1, x_2, x_3) = f_1(x_1) f_2(x_2) f_3(x_3)$$

En substituant cette forme de u l'équation des ondes se divise alors en trois équations différentielles déterminant respectivement f_1, f_2 et f_3 .

On démontre (EISENHART [47]) que ceci se produit uniquement quand les surfaces coordonnées sont des quadriques orthogonales et que les fonctions f_1, f_2, f_3 sont alors des fonctions de Lamé ou certaines de leurs confluentes.

Indiquons rapidement toutes les surfaces que l'on peut ainsi considérer.

1° Quadriques générales homofocales.

Les surfaces coordonnées sont des ellipsoïdes, des hyperboloïdes à une nappe et des hyperboloïdes à deux nappes homofocaux.

On les obtient par le changement de coordonnées :

$$\begin{aligned} x &= \left[\frac{(\rho^2 - a^2)(\mu^2 - a^2)(v^2 - a^2)}{(a^2 - b^2)(a^2 - c^2)} \right]^{1/2} \\ y &= \left[\frac{(\rho^2 - b^2)(\mu^2 - b^2)(v^2 - b^2)}{(b^2 - a^2)(b^2 - c^2)} \right]^{1/2} \\ z &= \left[\frac{(\rho^2 - c^2)(\mu^2 - c^2)(v^2 - c^2)}{(c^2 - a^2)(c^2 - b^2)} \right]^{1/2} \end{aligned}$$

où abc sont des paramètres et ρ, μ, v les nouvelles coordonnées.

Avec ces nouvelles coordonnées l'équation des ondes $\Delta u + k^2 u = 0$ s'écrit :

$$\frac{1}{\alpha\beta\gamma} \left[\frac{\partial}{\partial \rho} \left(\frac{\beta\gamma}{\alpha} \frac{\partial u}{\partial \rho} \right) + \frac{\partial}{\partial \mu} \left(\frac{\gamma\alpha}{\beta} \frac{\partial u}{\partial \mu} \right) + \frac{\partial}{\partial v} \left(\frac{\alpha\beta}{\gamma} \frac{\partial u}{\partial v} \right) \right] + k^2 u = 0$$

$\alpha\beta\gamma$ étant définis par :

$$\alpha^2 = \frac{\rho^2}{v^2 - \mu^2} \frac{(\rho^2 - \mu^2)(\mu^2 - v^2)(v^2 - \rho^2)}{(\rho^2 - a^2)(\rho^2 - b^2)(\rho^2 - c^2)}$$

$$\beta^2 = \frac{\mu^2}{\rho^2 - v^2} \frac{(\rho^2 - \mu^2)(\mu^2 - v^2)(v^2 - \rho^2)}{(\mu^2 - a^2)(\mu^2 - b^2)(\mu^2 - c^2)}$$

$$\gamma^2 = \frac{v^2}{\mu^2 - \rho^2} \frac{(\rho^2 - \mu^2)(\mu^2 - v^2)(v^2 - \rho^2)}{(v^2 - a^2)(v^2 - b^2)(v^2 - c^2)}$$

Nous poserons encore :

$$A^2 = \frac{1}{\rho^2} (\rho^2 - a^2)(\rho^2 - b^2)(\rho^2 - c^2)$$

$$B^2 = \frac{1}{\mu^2} (\mu^2 - a^2)(\mu^2 - b^2)(\mu^2 - c^2)$$

$$C^2 = \frac{1}{v^2} (v^2 - a^2)(v^2 - b^2)(v^2 - c^2)$$

En multipliant l'équation précédente par $\alpha\beta\gamma$ puis par ABC , elle prend la forme :

$$\Sigma (\mu^2 - v^2) A \frac{\partial}{\partial \rho} \left(A \frac{\partial u}{\partial \rho} \right) + k^2 u \Sigma \rho^4 (\mu^2 - v^2) = 0$$

Le signe Σ représentant la somme des trois termes obtenus par permutation circulaire de ρ, μ, v . Pour séparer cette équation, nous posons :

$$u = R(\rho) M(\mu) N(v)$$

et nous obtenons après substitution et division par u :

$$\Sigma (\mu^2 - v^2) \left[\frac{A}{R(\rho)} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(A \frac{\partial u}{\partial \rho} \right) + k^2 \rho^4 \right] = 0$$

Or, nous avons identiquement :

$$\Sigma (\mu^2 - v^2) = 0$$

$$\Sigma \rho^2 (\mu^2 - v^2) = 0$$

L'équation des ondes se sépare donc en trois équations identiques qui déterminent R, M et N .

$$A \frac{d}{d\rho} \left(A \frac{dR}{d\rho} \right) + (k^2 \rho^4 + l\rho^2 + m) R = 0$$

$$B \frac{d}{d\mu} \left(B \frac{dM}{d\mu} \right) + (k^2 \mu^4 + l\mu^2 + m) M = 0$$

$$C \frac{d}{dv} \left(C \frac{dN}{dv} \right) + (k^2 v^4 + lv^2 + m) N = 0$$

l et m étant deux constantes arbitraires.

Ce sont là trois équations de Lamé sous leur forme la plus générale.

La liberté qui nous est laissée du choix des paramètres l et m , nous permet d'exprimer la solution de l'équation des ondes sous la forme d'une série de produits de fonctions de Lamé d'ordre différents. Dans un terme de la somme les trois fonctions RMN doivent évidemment avoir le même ordre.

Le calcul de la diffraction par une quadrique quelconque se présente alors de la façon suivante (STRUTT) [80].

Nous définirons le champ soit par quelques-unes de ses composantes, soit par un potentiel; soit par un vecteur de HERTZ; pour fixer les idées arrêtons-nous à cette dernière solution. Soit π_2 le vecteur de HERTZ de l'onde incidente et π_0 celui de l'onde diffractée par la quadrique. Le vecteur de HERTZ du champ total est $\pi_1 + \pi_2$. Nous prenons comme surfaces coordonnées des quadriques homofocales choisies de façon que la quadrique diffractante aie pour équation $\rho = \rho_0$.

Nous savons qu'alors le vecteur de HERTZ du champ diffracté qui s'écrit :

$$\pi_{2x} = \sum a_n R_n(\rho) M_n(\mu) N_n(\nu)$$

$$\pi_{2y} = \sum b_n R_n(\rho) M_n(\mu) N_n(\nu)$$

$$\pi_{2z} = \sum c_n R_n(\rho) M_n(\mu) N_n(\nu)$$

Nous calculons alors le développement du potentiel incident en une série de la même forme, ce qui est possible puisqu'il est aussi une solution de l'équation des ondes.

$$\pi_{1x} = \sum a'_n R_n(\rho) M_n(\mu) N_n(\nu) \text{ etc...}$$

Les coefficients a'_n, b'_n, c'_n de ces développements étant connus.

Nous écrirons alors la condition aux limites imposée par la quadrique diffractante. Pour cela, nous calculerons les champs à partir des vecteurs de HERTZ et nous écrirons la relation voulue entre ces champs et leur dérivée normale. En y remplaçant π_1 et π_2 par les séries précédentes, nous pouvons calculer les coefficients a'_n, b'_n, c'_n en fonction des coefficients connus a_n, b_n, c_n . Le problème est ainsi entièrement résolu et nous sommes sûrs physiquement que la solution obtenue est effectivement une solution.

Un cas intéressant de dégénérescence est celui d'un ellipsoïde dont un des axes tend vers zéro. On obtient ainsi un disque elliptique et l'on peut en déduire par le principe de BABINET le cas d'un écran plan percé d'un trou elliptique. La solution de ce problème s'exprime donc par des fonctions de Lamé.

Si le calcul précédent est théoriquement très simple il n'a, à notre connaissance jamais été conduit au bout dans le cas général. D'une part les fonctions de Lamé sont peu agréables à manipuler et d'autre part les calculs deviennent très vite interminables. Les calculs ont été terminés dans un petit nombre de cas de confluence et sont encore rarement utilisables numériquement.

Nous signalerons ces cas privilégiés en énumérant les systèmes de quadriques orthogonales plus particuliers.

Le calcul étant toujours le même nous ne ferons qu'indiquer le changement de coordonnées et les fonctions obtenues.

2° Les quadriques deviennent de révolution.

a) Les surfaces coordonnées sont des ellipsoïdes allongés, des hyperboloïdes à deux nappes homofocaux et des plans passant par l'axe de révolution.

Le changement de coordonnées est :

$$x = a \operatorname{sh} x_1 \sin x_3 \cos x_2$$

$$y = a \operatorname{sh} x_1 \sin x_3 \sin x_2$$

$$z = a \operatorname{ch} x_1 \cos x_3$$

b) Les surfaces coordonnées sont des ellipsoïdes aplatis, des hyperboloïdes à une nappe homofocaux et des plans passant par l'axe de révolution.

Le changement de coordonnées est :

$$x = a \operatorname{ch} x_1 \sin x_3 \cos x_2$$

$$y = a \operatorname{ch} x_1 \sin x_3 \sin x_2$$

$$z = a \operatorname{sh} x_1 \cos x_3$$

La solution de l'équation des ondes est le produit d'une fonction circulaire et de deux fonctions de LAMÉ (STRUTT). On appelle quelquefois ces fonctions, fonctions sphéroïdales (STRATTON). Quand le petit axe de l'ellipsoïde aplati tend vers zéro on trouve le cas d'un disque circulaire et le cas complémentaire d'un trou circulaire dans un écran plan. La solution de ces problèmes s'exprime donc par des fonctions de LAMÉ. Dans un problème statique où l'on traite l'équation de LAPLACE $\Delta u = 0$ les fonctions de LAMÉ dégénèrent en polynômes de LEGENDRE associés.

3° Sphères.

Un cas intéressant et traité par de nombreux auteurs [38-107] est celui où les ellipsoïdes de révolution deviennent des sphères. Les hyperboloïdes deviennent alors des cônes de révolution.

Le changement de coordonnées est alors :

$$x = r \sin \varphi \cos \psi$$

$$y = r \sin \varphi \sin \psi$$

$$z = r \cos \varphi$$

La solution finie sur les sphères s'exprime alors avec les fonctions de BESSEL et de HANKEL, alors que dans un problème statique on retrouve les polynômes de LEGENDRE associés.

La solution finie sur les cônes s'exprime avec les fonctions de MEHLER qui sont des polynômes de LEGENDRE associés d'indice imaginaire.

4° Cônes elliptiques.

Les surfaces coordonnées sont deux systèmes de cônes elliptiques orthogonaux et des sphères centrées à leur sommet.

Le changement de variable est :

$$\begin{aligned}x &= r \left(\frac{(\mu^2 - a^2)(v^2 - a^2)}{(b^2 - a^2)(c^2 - a^2)} \right)^{1/2} \\y &= r \left(\frac{(\mu^2 - b^2)(v^2 - b^2)}{(b^2 - a^2)(b^2 - c^2)} \right)^{1/2} \\z &= r \left(\frac{(\mu^2 - c^2)(v^2 - c^2)}{(c^2 - a^2)(c^2 - b^2)} \right)^{1/2}\end{aligned}$$

La solution de l'équation des ondes et de celle de LAPLACE s'exprime par des fonctions de LAMÉ d'ordre imaginaire.

5° Paraboloïdes.

Les surfaces coordonnées sont des paraboloïdes quelconques orthogonaux.

Le changement de variable est :

$$\begin{aligned}x &= \frac{1}{2} (x_1 + x_2 + x_3 - a - b) \\y &= \frac{1}{b - a} (a - x_1)(a - x_2)(a - x_3) \\z &= \frac{1}{a - b} (b - x_1)(b - x_2)(b - x_3)\end{aligned}$$

ou bien :

$$\begin{aligned}x &= i \sin \rho \sin \mu \sin v \\y &= i \cos \rho \cos \mu \cos v \\z &= \frac{1}{2} (\cos^2 \rho + \cos^2 \mu + \cos^2 v - 1)\end{aligned}$$

L'équation des ondes a alors pour solution un produit de trois fonctions de LAMÉ alors que dans le cas de l'équation de LAPLACE les fonctions de LAMÉ dégénèrent en fonctions de MATHIEU.

6° Paraboloïdes de révolution.

Les surfaces coordonnées sont deux familles de paraboloïdes de révolution et des plans passant par leur axe de révolution.

Soit :

$$\begin{aligned}x &= r \rho \cos \rho \\y &= r \rho \sin \rho \\z &= \frac{r^2 - \rho^2}{2}\end{aligned}$$

La solution est de la forme :

$$F(r) G(\rho) \sum_{m=0}^{\infty} m \varphi$$

où F et G vérifient la même équation.

$$y'' + \frac{1}{x} y' + \left(n^2 - \frac{m^2}{x^2} + k^2 x^2 \right) y = 0$$

Pour l'équation de LAPLACE où $k = 0$, F et G sont des fonctions de BESSEL.

Pour l'équation des ondes cette équation n'est pas canonique, mais les deux changements de variable successifs

$$y = x^m e^{\pm \frac{ikx^2}{2}} F(x) \quad \text{et} \quad u = \pm ikx^2$$

la ramènent à l'équation de KUMMER :

$$u \frac{d^2 F}{du^2} + (a - u) \frac{dF}{du} - bF = 0$$

7° Cylindres paraboliques.

Les surfaces coordonnées sont des familles de cylindres paraboliques homofocaux et des plans perpendiculaires à leurs génératrices.

$$\begin{aligned}x &= r \rho \\y &= \frac{r^2 - \rho^2}{2} \\z &= z\end{aligned}$$

La solution de l'équation des ondes (et de l'équation de LAPLACE) est le produit d'une fonction sinusoidale de z par deux fonctions de WEBER de r et ρ .

Rappelons que les fonctions de WEBER sont les solutions de l'équation.

$$\frac{d^2 F}{dr^2} + \left(n + \frac{1}{2} + \frac{r^2}{4} \right) F = 0$$

8° Cylindres elliptiques.

Les surfaces coordonnées sont des cylindres elliptiques et hyperboliques homofocaux et des plans perpendiculaires à leurs génératrices.

$$\begin{aligned}x &= \cos \mu \operatorname{ch} v \\y &= \sin \mu \operatorname{sh} v \\z &= z\end{aligned}$$

Les solutions de l'équation des ondes et de l'équation de LAPLACE s'expriment à l'aide de fonctions de MATHIEU. Ce cas a été assez souvent traité [48-113-161-180] à cause du cas de dégénérescence très intéressant où le cylindre elliptique se réduit à un ruban.

Grâce au principe de BABINET nous avons donc là un premier moyen de calculer la diffraction par une fente ou par un ruban. Nous en retrouverons deux autres plus tard.

9° Cylindre circulaire.

Les surfaces coordonnées sont des cylindres circulaires, des plans passant par leur axe, des plans perpendiculaires à leur axe.

$$\begin{aligned}x &= r \cos \varphi \\y &= r \sin \varphi \\z &= z\end{aligned}$$

L'équation des ondes comme celle de LAPLACE admet comme solution le produit de deux fonctions circulaires par une fonction de BESSEL.

Ce cas également a été traité par de nombreux auteurs [46-48-73-75-175].

Remarque.

EISENHART a démontré qu'il n'existait pas d'autres changements de coordonnées séparant la solution de l'équation des ondes en un produit de trois fonctions d'une variable chacune.

Ceci ne signifie pas nécessairement qu'il est impossible de traiter par la méthode précédente la diffraction des ondes par d'autres surfaces que des quadriques. On peut en effet concevoir les cas où la solution de l'équation des ondes serait de la forme

$$f(x_1, x_2, x_3) F_1(x_1) F_2(x_2) F_3(x_3)$$

la fonction f étant très simple.

Nous ne connaissons pas d'exemple de ce fait pour l'équation des ondes mais P. HUMBERT en cite un pour l'équation de LAPLACE.

Le changement de coordonnées :

$$\begin{aligned} x &= \frac{sh \theta \sin \psi}{ch \theta - \cos \varphi} \\ y &= \frac{sh \theta \cos \psi}{ch \theta - \cos \varphi} \\ z &= \frac{-\sin \varphi}{ch \theta - \cos \varphi} \end{aligned}$$

qui introduit comme surface de coordonnées les tores et les sphères orthogonaux obtenus en faisant tourner deux faisceaux de cercles orthogonaux autour d'un des axes de symétrie du système et des plans passant par cet axe, permet de mettre la solution de l'équation de LAPLACE sous la forme :

$$u = (ch \theta - \cos \varphi)^{\frac{1}{2}} P_{m-\frac{1}{2}}^n(ch \theta) \frac{\sin m\varphi}{\cos n\varphi}$$

Les $P_{m-\frac{1}{2}}^n$ étant des polynômes de LEGENDRE associés. Mais ce changement de coordonnées ne sépare malheureusement pas l'équation des ondes.

On pourrait cependant par cette voie résoudre rigoureusement le problème de la diffraction par un tore petit devant la longueur d'onde, ce qui pourrait présenter un certain intérêt technique.

b) Méthode des fonctions non uniformes.

Cette solution est entièrement due à SOMMERFELD [166 à 172]. Si elle est théoriquement très générale, les calculs ne sont cependant possibles que dans les cas très simples d'un demi plan, d'un coin et d'une fente. Nous verrons que les généralisations des résultats de SOMMERFELD sont très minimes. Considérons un écran plan parfaitement réfléchissant percé d'une ouverture et soit une source lumineuse P . Nous cherchons la répartition des ondes dans tout l'espace. La solution du problème vérifie les équations de MAXWELL et la composante tangentielle du champ électrique s'annule sur la partie métallique de l'écran.

De plus ce champ ne présente de singularité que sur la source lumineuse et peut être sur le bord de l'ouverture de l'écran. Nous verrons que l'on peut quelquefois représenter le champ électromagnétique

par un scalaire u et nous supposons pour l'instant que l'on doit avoir $u = 0$ sur l'écran.

Soit alors $u(p)$ le champ émis par la source P supposée isolée dans l'espace.

Soit P' l'image de P dans le plan de l'écran, formons la fonction :

$$V = u(p) - u(p')$$

V s'annule bien sur l'écran, mais présente des singularités en P' . Ce n'est donc pas la bonne solution. Ceci vient de ce que V s'annule non seulement sur la partie métallique de l'écran mais aussi dans son ouverture. V représente donc la somme de l'onde incidente et de l'onde réfléchie par le plan entier, pour laquelle la singularité en P' n'a pas d'importance. L'idée fondamentale de SOMMERFELD est d'utiliser cette méthode des images mais en évitant que la solution trouvée ainsi ne s'annule dans l'ouverture de l'écran. Pour cela il considère l'espace comme rempli deux fois. C'est un espace double de RIEMANN, généralisation des feuillets plans de RIEMANN bien connus. Une première couverture de l'espace est appelée espace physique, et la seconde espace mathématique. La surface de l'écran est la surface de séparation de ces deux espaces de façon qu'en traversant l'ouverture, on reste dans le même espace alors que l'on change d'espace en traversant l'écran⁽¹⁾.

Nous plaçons la source P dans l'espace physique et nous prenons son image P' mais placée dans l'espace mathématique. Soit alors $u(p)$ une solution de l'équation de propagation uniforme dans l'espace double et représentant une onde issue de P soit $u(P')$ la même fonction relative à l'image P' de P .

La fonction $V = u(p) - u(p')$ est la solution cherchée dans l'espace physique. En effet les conditions aux limites sont manifestement remplies et uniquement sur la surface métallique de l'écran.

Dans l'espace physique l'écran arrête bien les ondes issues de P et l'ouverture les laisse passer alors que les ondes issues de P' ne peuvent pénétrer dans l'espace physique qu'à travers l'écran et pas à travers l'ouverture, ce qui traduit bien la réflexion effective des ondes. La singularité P' se trouve dans le prolongement des rayons réfléchis. Ainsi présentée la théorie paraît très générale, malheureusement il n'a été possible de trouver des solutions uniformes dans un espace double de RIEMANN que dans un seul cas.

SOMMERFELD considère un cas à deux dimensions où tout le phénomène est indépendant de z et il n'y a donc à étudier ce qui se passe que dans le plan $z = 0$. On considère donc des solutions de l'équation des ondes uniformes sur des feuillets de REIMANN dans le plan $z = 0$.

Le seul cas où l'on connaisse une solution est celui où la ligne de coupure de ces feuillets est une demi droite infinie (trace d'un écran constitué par un demi plan).

Mathématiquement nous prenons dans ce plan $z = 0$ des coordonnées polaires, et nous cherchons une solution $u(r, \varphi)$ de l'équation des ondes à deux dimensions $\Delta u + K^2 u = 0$ qui aie la période 4π en φ .

(1) C'est analogue aux espaces réel et virtuel classiques.

Nous renvoyons pour les calculs aux mémoires de SOMMERFELD et nous signalerons seulement que la solution est :

$$u(r, \varphi, \varphi_0) = \frac{1}{4\pi i} \Phi e^{i k r \cos(\xi - \varphi)} \frac{e^{\frac{i \xi}{2}} d \xi}{e^{\frac{i \xi}{2}} - e^{\frac{i \xi_0}{2}}}$$

L'intégrale curviligne étant prise le long d'un chemin convenable du plan des ξ entourant le point d'affixe φ_0 .

Il existe d'ailleurs des fonctions tout à fait analogues et de période $2p\pi$, c'est-à-dire uniforme sur une surface de RIEMANN à p feuillets, elles ont été utilisées pour la diffraction par un coin.

Nous pouvons maintenant traiter très simplement la diffraction par un demi-plan métallique éclairé par une onde plane dont la direction d'incidence fait l'angle φ_0 avec le plan. Nous étudions le phénomène dans un plan perpendiculaire à l'arête du demi plan diffractant.

Selon que la lumière incidente est polarisée parallèlement ou perpendiculairement à cette arête, nous prenons comme variable u la composante de $\vec{E}$ ou de $\vec{H}$ parallèle à l'arête u satisfait à l'équation des ondes à deux dimensions et la condition imposée par l'écran est :

$$u = 0 \quad \text{dans le premier cas.}$$

$$\frac{\partial u}{\partial n} = 0 \quad \text{dans le second.}$$

D'après ce qui précède nous prenons la solution de période 4π :

$$u(r, \varphi, \varphi_0) = \frac{1}{4\pi} \Phi e^{i k r \cos(\xi - \varphi)} \frac{e^{\frac{i \xi}{2}} d \xi}{e^{\frac{i \xi}{2}} - e^{\frac{i \xi_0}{2}}}$$

et la solution est représentée par :

$$v = u(r, \varphi, \varphi_0) \mp u(r, \varphi, -\varphi_0)$$

Le signe $-$ correspond à la polarisation parallèle à l'arête et le signe $+$ au cas perpendiculaire.

Cette expression est plus connue sous la forme équivalente :

$$v = e^{i k r \cos(\varphi - \varphi_0)} \frac{e^{\frac{i \pi}{4}}}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{T_1} e^{-i \tau^2} d\tau - e^{i k r \cos(\varphi + \varphi_0)} \frac{e^{\frac{i \pi}{4}}}{\sqrt{\pi}} \int_{-\infty}^{T_2} e^{-i \tau^2} d\tau$$

$$T_1 = \sqrt{2kr} \cos \frac{\varphi - \varphi_0}{2} \quad ; \quad T_2 = \sqrt{2kr} \cos \frac{\varphi + \varphi_0}{2}$$

Le champ considéré $\vec{E}$ ou $\vec{H}$ étant la partie réelle de V .

Cette expression est d'une simplicité remarquable et SAVORNIN [148] après l'avoir légèrement modifié pour tenir compte de la conductibilité imparfaite des écrans usuels, en a obtenu une excellente vérification expérimentale.

Généralisation possible.

Cette formule a été étendue au cas d'une ligne lumineuse à distance finie, puis d'un point lumineux.

SOMMERFELD a traité également la diffraction par un coin où la considération des ondes réfléchies successivement par les deux faces fait mettre la solution sous forme d'une série dont les termes font intervenir les solutions de période $2p\pi$.

Diffraction par une fente.

SCHWARTZSCHILD a traité le problème de la diffraction des ondes électromagnétiques par une fente infinie dans un plan conducteur d'une façon très intéressante. Il est en effet le seul à notre connaissance à utiliser directement le théorème suivant :

Si l'on connaît en tout point P' d'une surface fermée S la valeur d'une fonction V satisfaisant à l'équation des ondes, la valeur de V en un point quelconque est :

$$V(p) = \frac{1}{4\pi} \iint_S V(p') \frac{\partial g}{\partial n} d\sigma$$

et la fonction de GREEN g est calculable pour l'équation des ondes.

SCHWARTZSCHILD calcule donc cette fonction de GREEN pour l'écran qui l'intéresse. Puis il calcule le champ sur l'écran en supposant la fente assez large pour que les deux bords diffractent séparément. Il applique alors à chaque arête de la fente le résultat précédent de SOMMERFELD et considère qu'une arête diffracte la somme du champ incident et du champ diffracté par l'autre. Il obtient alors le champ sur l'écran sous la forme d'une série et termine aisément le calcul. Cette théorie a été étendue au cas où les bords de la fente sont des coins.

c) Travaux modernes.

Nous citerons un très ingénieux travail de LÉVINE et SCHWINGER, pour calculer la radiation de l'embouchure d'un guide d'onde circulaire. La méthode consiste à se placer assez loin de l'ouverture pour que les ondes soient d'un seul type, dans le guide et soient des ondes sphériques dans l'espace [92].

D'autre part, MILES [111] calcule le champ diffracté comme somme d'une infinité de fonctions propres de l'équation des ondes. Il détermine des fonctions propres à partir d'une équation intégrale et arrive à en déduire le coefficient de transmission d'une ouverture. Par contre, sa méthode semble mal adaptée au calcul des champs diffractés.

Enfin dans une conférence faite à Paris en janvier 1950 M. BERGMANN indique comment employer certaines machines à calculer modernes, pour la résolution numérique d'un grand nombre de problèmes de valeurs aux limites. On pourrait probablement résoudre ainsi des problèmes de diffraction, mais cette voie ne semble pas avoir été explorée.

Ainsi, malgré leur généralité apparente, ces méthodes d'intégration directe des équations de MAXWELL ne sont en fait utilisables que dans un nombre très réduit de cas simples. On a donc cherché d'autres méthodes pour résoudre les problèmes de diffraction et celles-ci font appel au principe de HUYGHENS. (à suivre).

ÉTUDE CRITIQUE DE LA NOTION DE HAUTE FIDÉLITÉ DANS LA RÉPONSE DES CHAINES ÉLECTRO-ACOUSTIQUES

PAR

A. MOLES

Chargé de recherches au C.N.R.S.
Laboratoire d'Acoustique du C.R.S.I.M.

On a longtemps considéré que la réponse en fréquence était la caractéristique principale d'un système électroacoustique. Elle reste encore l'un des principaux sujets de préoccupation pour les ingénieurs du son. Il est évidemment impossible de parvenir dans ce domaine à la perfection théorique mais on peut se demander quels sont les critères d'une approximation raisonnable de ces perfections.

Dans cette étude sont discutés 3 de ces critères: le premier résulte de la notion de quantum acoustique de perception; le second provient de la situation psychologique dans laquelle un auditeur est placé dans une salle de concert et le troisième résulte de l'influence sur l'auditeur des variations fréquentes de la réponse d'un émetteur de radio-diffusion.

La valeur et le domaine d'application de ces divers critères sont alors discutés; Pratiquement on peut considérer comme parfaite dans tous les cas une courbe de réponse s'approchant de la droite horizontale à ± 2 db.

CHAPITRE PREMIER

Plus de 90 % de la musique qui est jouée dans le monde à l'heure actuelle passe par un microphone suivi d'une chaîne de transmission plus ou moins longue, au long de laquelle elle subit des déformations variées. C'est ce développement prodigieux de la musique dont la figure 1 donne une idée, causé par la radiodiffusion et l'enregistrement, qui a donné lieu

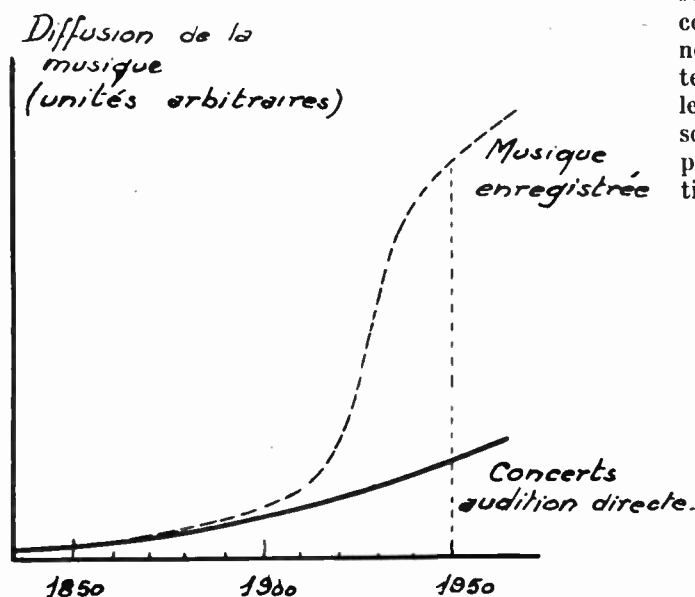


FIG. 1. — Diffusion de la musique enregistrée par rapport à la musique réelle.

à un nouveau point de vue sur l'esthétique musicale, celui de l'ingénieur du son, traduit par le terme : *musique microphonique*, c'est à dire entendue à tra-

vers des organes électro-mécaniques. Les premiers BERNHART et SCHAEFFER ont mis ce point de vue clairement en évidence en France comme le résultat de l'imposition de la technique sur la musique (1). Ils s'agit bien, en vérité, d'une technique nouvelle, donc d'une forme d'art nouvelle, liée à la musique par la même relation que la mise en page, dans un grand quotidien, l'est à la nature même des articles écrits, ou que le « découpage » et « montage » est relié à l'image dans la construction d'un film de cinéma. Plus personne ne nie le rôle artistique joué par l'un et l'autre des techniciens qui les réalisent : il est bien connu que le metteur en page a sur la valeur d'un journal du soir une influence bien supérieure à celui de n'importe lequel des rédacteurs et que le « monteur » tient entre ses mains le succès ou l'échec d'un film.

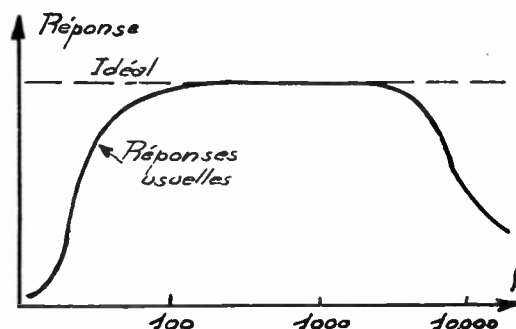


FIG. 2. — Courbe type de réponse.

Chacun d'eux considère copie, séquences ou musique comme un élément « donné » comme la *matière* sur laquelle il travaille : il ne la crée pas, il la transforme

et l'utilise ; c'est la forme moderne de l'art que ce travail en collaboration auquel se trouve dorénavant soumis le soliste ou le chef d'orchestre lui-même.

L'un des caractères communs à tous ces techniciens est de travailler sans porter de jugement de valeur sur la musique, autre qu'une référence objective à la statistique ; c'est là un point de vue nouveau : l'ingénieur du son, au contraire du musicien ne juge pas la musique. Il sait simplement que BEETHOVEN est joué trois fois plus que MOZART et quatre fois plus que BACH et déclare que BEETHOVEN est *quantitativement* un plus grand musicien que BACH, constatation objective qui élimine totalement ses préférences, et se réfère à un jugement universel dont l'ingénieur du son s'avère généralement bien mieux averti que le musicien.

C'est l'un des aspects essentiels de cet art microphonique, la fidélité dans la transmission, qui nous occupera aujourd'hui.

Dès l'origine du développement des techniques de transmission, on se rendit compte de leur mauvaise qualité, qui en éloignait beaucoup d'artistes, et on se préoccupa de les perfectionner. Les premiers travaux sur la téléphonie introduisirent corrélativement au développement en série de Fourier d'un phénomène périodique, la notion de *réponse* c'est à dire de la fonction $F(\omega)$ par laquelle se trouvent multipliés chacun des coefficients du développement de Fourier du signal reçu à la sortie :

$$\sum_1^n A_n F(n\omega) \sin(n\omega t - \varphi_n)$$

quand on applique à l'entrée un signal :

$$\sum_1^n A_n \sin(n\omega t - \varphi_n)$$

Ainsi, en appliquant à l'entrée d'une chaîne de transmission un signal sinusoïdal d'amplitude constante et de pulsation ω variable

$$p = P \sin \omega t$$

on pouvait, en mesurant la tension reçue à la sortie :

$$p' = P' \sin \omega t$$

tracer une courbe appelée courbe de réponse, dans laquelle on séparera généralement 2 termes : un facteur constant K que l'on appellera gain de la chaîne et une fonction de la fréquence $F(\omega)$ telle que $F(2\pi 1000) = 1$

$$p' = p k F(\omega) \sin \omega t$$

Il est facile de montrer que si les éléments de la chaîne de transmission obéissent au principe des petits mouvements, c'est à dire si en doublant la valeur de la variable à l'entrée on double la valeur de la variable à la sortie, la fonction $F(\omega)$ pour l'ensemble des éléments de la chaîne est le produit des fonctions F_1, F_2, F_3 analogues relatives aux divers éléments de cette chaîne. Cette propriété, souvent rencontrée en téléphonie, donne à la notion de réponse un aspect essentiel. Si donc la fonction $F(\omega)$ se réduit à une constante égale à 1 avec les

notations ici utilisées, la structure du signal de sortie est la même que celle du signal d'entrée, à un coefficient de gain près : on réalise ainsi une transmission parfaitement fidèle. L'idéal dans une transmission apparaissait donc comme mesuré par les efforts que l'on devait faire pour se rapprocher d'une courbe de réponse horizontale, et c'est cet idéal qui a influé pendant près de 40 ans sur le développement des techniques de transmission.

Il est bien évident, a priori, que cet idéal ne peut être réalisé que partiellement, d'après les structures des éléments qui, généralement, dérivent le signal une ou plusieurs fois, et en conséquence ne peuvent passer la pulsation 0 (réponse nulle).

Par ailleurs, la théorie la plus générale des pertes en courant alternatif conduit à admettre que tout système parcourant un cycle subit des pertes, fraction constante pour chaque cycle de l'énergie de celui-ci, croissant donc nécessairement avec la fréquence. Tout système ayant un rendement énergétique :

$$\frac{\text{puissance fournie à la sortie}}{\text{puissance nécessaire au fonctionnement du système}}$$

différent de 1 aura un gain décroissant quand la fréquence croît au-delà de certaines limites ; la réponse du circuit le plus parfait réalisable aura donc l'aspect de la figure 2, et la première question qui se pose est de connaître l'étendue de la partie horizontale de la courbe nécessaire pour une transmission donnée.

Il parut évident en 1924 que celle-ci était déterminée par les caractéristiques du signal à transmettre et qu'une transmission parfaite du signal initial donc de la gamme de fréquence transmise devait s'étendre de l'harmonique le plus élevé d'amplitude non négligeable, disons 1/20 de l'amplitude globale, présent dans le spectre des instruments de musique jusqu'au fondamental le plus grave produit par l'instrument.

L'étude de ce spectre, très soigneusement effectuée au Bell Telephones Laboratories et en Allemagne (2, 3, 4,) montra que celui-ci s'étendait extrêmement loin, pratiquement dans toute la gamme audible par l'homme, soit 16 à 18.000 Hz, qu'il débordait même parfois, d'où l'idée que les vices essentiels de la transmission tenaient à une courbe de réponse insuffisante, idée fortement étayée par le progrès de la qualité « psychologique » des reproducteurs du son avec l'accroissement de la bande de fréquence apportée par les débuts du cinéma sonore sur film et de l'amélioration des émetteurs.

La figure 3, très classique et qui date de 1932, confirme les idées régnant à l'époque, elle conduit à adopter une bande passante constante de 10 à 12.000 Hz environ et c'est la conclusion que l'on retrouve dans les écrits du temps. Ceci exigeait avec les systèmes de modulation en amplitude des canaux de 21 KHz pour chaque émetteur. On se heurtait donc au problème de l'encombrement de l'éther et de nombreux techniciens se trouvaient d'accord pour demander l'élargissement des canaux attribués à chaque émetteur au prix d'une diminution du nombre de stations.

On prévoit alors une bande minimum de 9 kHz avec, pour les grandes stations d'écoute internationale un espacement suffisant pour leur permettre de déborder ce cadre. La transmission à amplitude constante de la gamme de fréquence obtenue devait conduire, parallèlement aux aiguës, à améliorer la courbe de réponse du côté des graves. Or il est bien connu depuis les travaux de MEYER, TRENDLENBURG (4) que le spectre moyen des

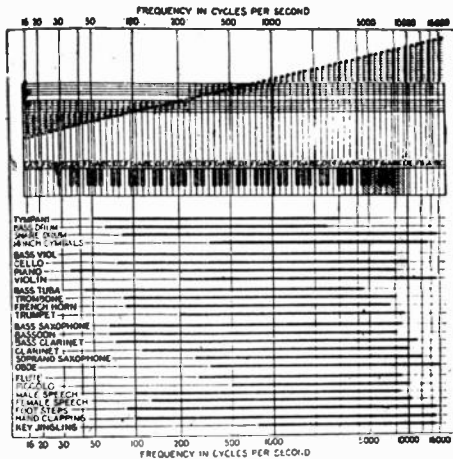


TABLE I.—PEAK POWER OF MUSICAL INSTRUMENTS (Fortissimo Playing)

Instrument	Peak Power Watts
Heavy orchestra	20
Large bass drum	25
Pipe organ	15
Snare drum	12
Cymbals	10
Trombone	4
Piano	0.4
Trumpet	0.3
Bass saxophone	0.2
Bass tuba	0.18
Bass viol	0.08
Percussion	0.09
Flute	0.02
Clarinet	0.05
French horn	0.05
Triangle	0.05

FIG. 3. — Spectre des instruments de musique jouant fortissimo (d'après SNOW, 1932).

instruments de musique suit à peu près une loi d'énergie dissipée constante exprimant le fait que l'énergie maximum que l'on peut tirer d'un

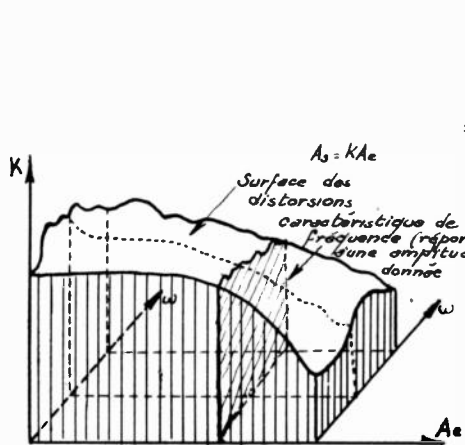


FIG. 5. — Surface des distorsions.

système oscillant dépend des dimensions du système pour un violoncelle comme pour un vulgaire alter-nateur. La loi $A\omega = cte$ se vérifie donc assez bien dans toute la bande passante des instruments et

conduit à rencontrer des amplitudes considérables dans les graves ($A = k/\omega$), amplitudes qui dépassent rapidement les limites de linéarité des caractéristiques des tubes amplificateurs.

Une notion supplémentaire venait donc se rajouter à la notion de courbe de réponse en fréquences horizontale, celle de courbe de réponse en amplitude que l'on traduit généralement par la caractéristique d'amplitude du système : amplitude à la sortie en fonction de l'amplitude à l'entrée qui prend l'aspect (fig. 4) mais qu'on peut également exprimer par la fonction :

$$\frac{\text{amplitude à la sortie}}{\text{amplitude à l'entrée}} = f(\text{amplitude à l'entrée}),$$

plus homogène avec la notion de courbe de réponse en fréquence.

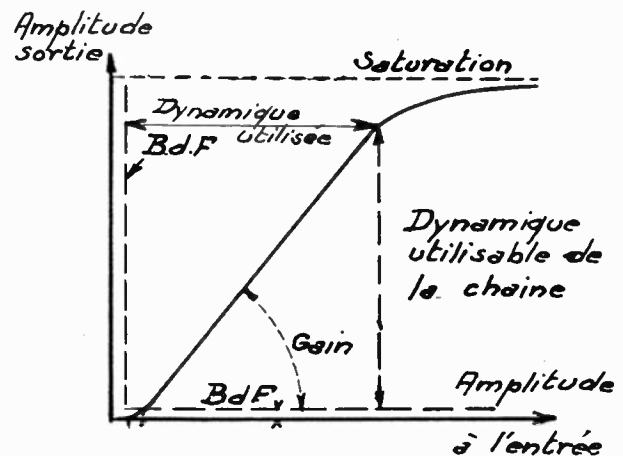


FIG. 4. — Caractéristique d'amplitude d'une chaîne.

Si l'amplitude de sortie est fonction de la fréquence, la réponse dépend de 2 variables A , ω et l'on doit remplacer la courbe de réponse par une surface la surface des distorsions A (A , ω) figure 5. Compte tenu du fameux théorème d'HELMHOLTZ relatif à la non perception par

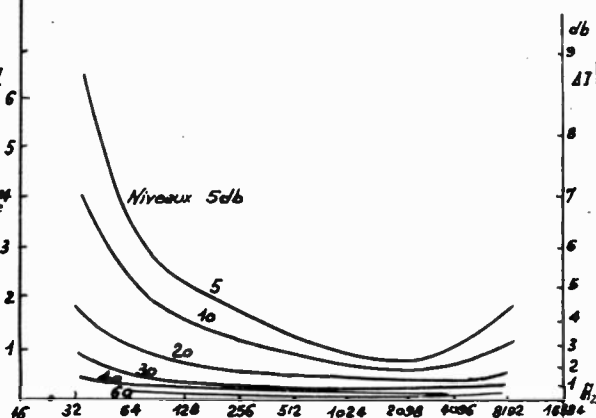


FIG. 6. — Seuil différentiel en fonction de la fréquence (Riesz) pour divers niveaux ;

aux niveaux normaux il fournit le critère d'appréciation de l'oreille.

l'oreille des déphasages relatifs des harmoniques d'un son musical, qui éliminait le souci de la trans-

mission exacte des phases et de la « réponse en phases » d'une chaîne de transmission, cette surface des distorsions ou plutôt le réseau des courbes y correspondant, plus pratique à manipuler, représentait les deux aspects de la conception idéale de la haute fidélité.

C'est cet idéal que les techniciens allaient poursuivre pendant des années avec des fortunes très diverses et des résultats quelquefois substantiels, sans prendre conscience qu'il y avait, dans l'affirmation qu'une reproduction parfaite était le résultat d'une courbe de réponse en fréquence et en amplitude linéaires et horizontales, confusion entre une condition suffisante et une condition nécessaire.

Ce n'est qu'après des années d'efforts, spécialement dans le domaine de la réponse en amplitude, que les premiers travaux sur le bruit de fond conduisirent à exprimer par la notion de *dynamique* :

$$20 \log \frac{\text{amplitudes maxima transmises à la sortie}}{\text{amplitudes minima perceptibles à la sortie}}$$
 la relation entre amplitudes maxima et minima transmissibles par un canal, et que l'on se rendit compte que le bénéfice psychologique retiré par l'auditeur ne correspondait plus aux progrès techniques réalisés. Il n'y a pour l'auditeur pas grande différence entre un excellent microphone dynamique dont la courbe de réponse est toujours une suite d'accidents montagneux extrêmement irréguliers, et un microphone électro-statique, dont la courbe de réponse dans la même région est une droite rigoureuse voisine de l'idéal.

Cet idéal de la réponse parfaite en fréquence apparaissait donc comme illusoire, et l'on commença à se demander dans quelle mesure il valait la peine d'être poursuivi.

CHAPITRE II

Ce n'est que récemment que l'on a recherché s'il y avait un critère limitant les efforts des techniciens dans la poursuite de la haute fidélité, et le but de cet article sera de préciser quelques-uns des critères possibles en nous basant sur le point de vue de l'auditeur, ultime maillon de la chaîne de transmission qui doit rester le juge suprême dans un problème qui, théoriquement, ne concerne que lui.

Malheureusement, l'auditeur est souvent incompetent et l'on sera obligé d'avoir recours à la statistique pour dégager les données qu'il doit nous fournir. Aussi chercherons-nous tout d'abord un critère supérieur en nous basant sur la physiologie de l'oreille, ce qui nous évitera d'avoir recours à des jugements subjectifs toujours quelque peu divergents, et nous fournira une sorte de *majorante* des conditions à remplir pour réaliser une réponse parfaite.

Depuis les travaux de STEVENS et DAVIS (5) il est bien connu que le nombre de sons distincts perceptibles par l'oreille est limité par l'existence de seuils différentiels, tant en fréquence qu'en intensité.

Ainsi, au voisinage de 1 000 Hz, la variation de fréquence doit être de 1 Hz au moins pour être perceptible, aux niveaux moyens de 60 db. De même, les courbes figure 6 donnent le seuil différentiel des niveaux en fonction de la hauteur du son perçue

(5). A 1 000 Hz, un son de 60 db doit subir une variation de 1 db environ pour que l'auditeur perçoive une différence.

De l'existence de ces deux seuils, chacun variable en fonction de la fréquence et de l'amplitude, il résulte qu'à chaque point du plan représentatif L, f , on peut attacher 2 nombres $\Delta L, \Delta f$ qui représentent un domaine $\Delta L \times \Delta f$ à l'intérieur duquel le son émis peut varier de caractéristiques sans que

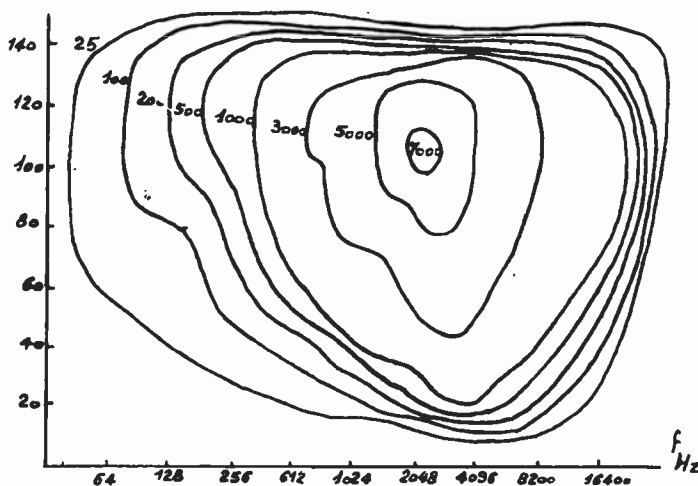


FIG. 7. — Courbes d'iso-information.

l'oreille le perçoive. C'est donc là l'élément de perception auditif, le *quantum d'information* des messages sonores.

La recherche systématique du nombre d'éléments d'information qui se trouvent compris dans l'aire des sons perceptibles (fig. 7) montre qu'on peut les chiffrer à 240 000 environ et il est très remarquable que ce soit justement là le nombre de fibres composant le nerf auditif, ce qui vient fournir une justification psychophysiologique de la « volley theory »

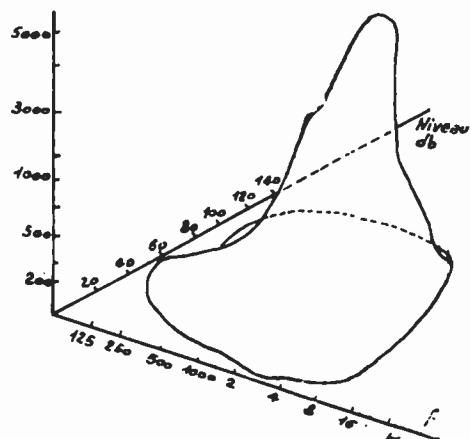


FIG. 8. — Surface d'information de l'oreille.

de l'audition. La figure 8 qui donne la répartition du nombre d'éléments d'information en fonction de f et de L est pour ainsi dire représentative de la finesse de l'oreille pour les divers sons élémentaires qu'elle perçoit (3).

De la définition même du quantum d'information auditif résulte que des variations inférieures aux li-

mites ΔL , Δf resteront imperceptibles à l'auditeur. On dispose donc là d'un critère supérieur de fidélité d'une transmission. Si, au cours de la chaîne, les déformations du signal élémentaire introduites sont inférieures à $\Delta f \times \Delta L$, elles pourront être en toute légitimité qualifiées de négligeables.

La nature des chaînes de transmission pratiquement utilisées dans les techniques électro-acoustiques rendant peu probables les fluctuations de fréquence, sauf dans des cas très spéciaux de fading en ondes courtes, le seul critère que nous ayons à rechercher sera celui en $\Delta L(f)$ et il sera donné par les courbes fig. 6 (Riesz). Ces courbes révèlent que l'oreille est beaucoup plus tolérante pour les faibles niveaux sonores que pour les niveaux forts — 50 à 80 db — alors que les appareils électro-acoustiques sont beaucoup moins fidèles aux sons forts qu'aux sons faibles de façon générale. Aussi sera-t-il prudent de prendre comme condition pessima celle relative aux sons les plus forts. On voit qu'elle est sensiblement uniforme et avoisine 0,5 db dans la plus grande partie de la gamme acoustique.

D'où l'affirmation suivante :

On peut appeler — dans tous les cas — parfaite la courbe de réponse d'un système électro-acoustique qui varie de moins de 0,5 db (5 %) entre 60 et 10 000 Hz.

Vu la nature de la limite ainsi posée, toute théorique, une telle perfection ne sera requise que dans un nombre de cas infime. Elle représente en particulier l'exactitude d'étalonnage que l'on peut requérir d'un amplificateur de mesures destiné à contrôler les chaînes électro-acoustiques. Elle représente par exemple l'ordre de grandeur de la stabilité en amplitude du signal de sortie qu'on imposera sur le cahier des charges à un générateur basse fréquence destiné à des mesures électro-acoustiques.

Cette précision de 5 % représentera l'optimum de constance dans la réponse d'un microphone étalon à condensateur destiné au contrôle des microphones usuels par comparaison.

Il faut, cependant, bien noter que lorsqu'une mesure doit être faite avec une erreur inférieure à 5 %, chacun des éléments de la chaîne de mesure doit garantir en théorie une erreur notablement inférieure. Aussi, le critère apparaît-il comme nettement supérieur à tout ce qui est pratiquement réalisable dans la technique courante de la radiodiffusion ou de l'enregistrement sur disque et sur film. Si, par exemple, il ne paraît pas impossible de réaliser avec les microphones à condensateur ou les amplificateurs, des précisions de cet ordre — au moins en laboratoire — il paraît parfaitement illusoire de les espérer jamais des reproducteurs tels que les haut-parleurs que l'obligation d'avoir des dimensions notables pour dissiper leur énergie dans l'air entraîne forcément à présenter des résonances nombreuses, irrégulières et irréductibles.

CHAPITRE III

On peut donc se demander si cette limite supérieure à la fidélité d'un organe électro-acoustique correspond pratiquement à des phénomènes observables. En d'autres termes, existe-t-il des cas, en dehors du laboratoire d'acoustique, où l'oreille a

l'occasion de percevoir et d'apprécier des écarts de 1/2 db dans la courbe de réponse d'une chaîne ; ou encore : les conditions des expériences de laboratoire sur le seuil différentiel de l'oreille se présentent-elles effectivement dans la vie courante, ou en sont-elles très éloignées ?

C'est ce qui va nous conduire à rechercher en Acoustique des salles un second critère, plus pratique, basé sur la remarque que l'auditeur qui écoute une chaîne de transmission ne se trouve jamais dans une chambre sourde mais *toujours dans une salle* et que les salles qui se rapprochent le plus des propriétés des chambres sourdes (cinémas, plein air) en restent encore fort éloignées.

L'auditeur placé dans une salle de concert choisit sa place en fonction d'un certain nombre de facteurs psychologiques parmi lesquels trois principaux sont à considérer ici, l'audition, le prix, la vision. Si le dernier paraît n'avoir rien à faire avec la musique pure, il joue un rôle non négligeable dans ce qu'on appelle la *présence* d'un orchestre ou d'un soliste, et justifie l'une des différences essentielles entre musique transmise, si parfaitement le soit-elle, et musique directe. Seules, des expériences récentes (multiplication de concerts,) (15) se sont affranchies de la présence de l'orchestre.

Les deux facteurs essentiels en présence resteront la qualité auditive et le prix des places pour déterminer le choix de l'auditeur pénétrant au concert, et la division des places en catégories de prix différents reflète très étroitement la proportionnalité du prix à la qualité d'audition, particulièrement nette dans certains pays tels que l'Allemagne, où l'on pratique une gamme de prix très étendue, déterminant avec précision la place choisie.

L'auditeur qui se rend au concert et sait le prix qu'il peut se permettre de payer n'a généralement pas de préférence très particulière, et se laisse, la plupart du temps, guider dans son choix par les contingences secondaires.

Aussi, paraît-il légitime d'inférer de cette rapide analyse que *toutes les places offertes au même prix par l'administration d'une salle de concert sont sensiblement équivalentes* : cette affirmation est mise à l'épreuve du temps, des places nettement mauvaises par rapport à d'autres devant au bout d'un certain temps être déclassées dans les salles de concert bien tenues. Nous dirons donc que les différences de qualité entre d'excellentes places classées dans la même catégorie peuvent être supposées négligeables par définition, et c'est cette remarque qui nous servira à chercher à apprécier une limite psychologique inférieure à la haute fidélité d'une chaîne d'électro-acoustique.

Nous admettrons alors, et ce sera la base du critère recherché, que : *une chaîne électro-acoustique peut être considérée comme parfaitement fidèle quand les écarts de réponse qu'elle présente pour chaque fréquence sont inférieurs aux déviations statistiques que l'on peut rencontrer dans l'audition entre 2 places considérées comme équivalentes dans une excellente salle de concert.*

On remarquera que si la distinction par les usagers de plusieurs qualités de places dans une salle de concert consacre le désaccord entre l'expérience

et l'hypothèse classique de SABINE relative à l'uniformité de la répartition sonore dans une salle, l'existence d'emplacements psychologiquement équivalents pour l'auditeur mesure la précision avec laquelle on peut admettre qu'il y a non-localisation dans une salle donnée. Nous avons en effet, montré dans des publications antérieures (6) que les écarts dans la « réponse » d'un point d'une salle à une excitation

à quatre directions, la tension fournie par quatre microphones identiques placés en quatre points de la salle ABCD, les quatre canaux étant réglés à un gain identique. La source sonore était un haut-parleur de 24 cm, encastré dans l'un des murs de la salle en S, et attaqué par un oscillateur basse fréquence sinusoïdal dont le cadran est entraîné par un tambour photographique sur lequel on projetait l'image

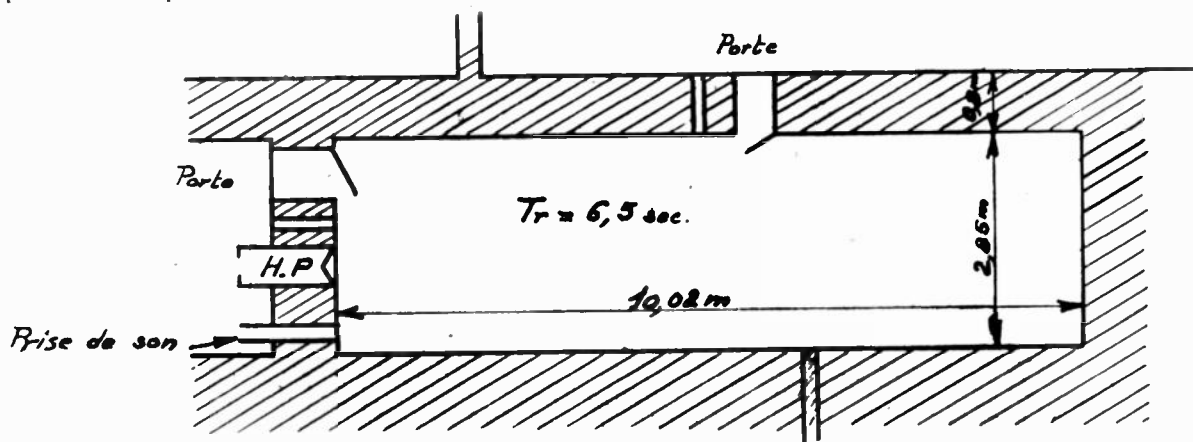


FIG. 9. — Plan de la salle réverbérante du CRSIM.

provenant d'une source localisée étaient liés à la non-uniformité du champ sonore dans la salle par suite des réflexions sélectives qui se produisent dans une salle réelle, dont les parois ne seront *jamais* toutes de même nature : le trajet des rayons sonores principaux y est donc différent pour chaque fréquence.

Cette remarque a une certaine importance pour les constructeurs de salles, qui recherchent en principe une telle uniformité, et manquent en général de données numériques relatives à la précision avec laquelle elle doit être réalisée.

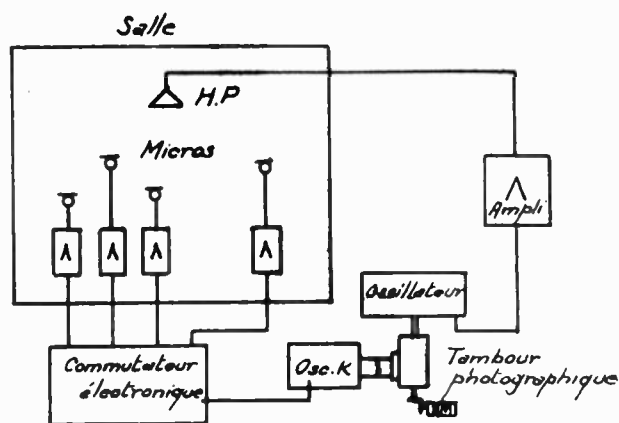


FIG. 10. — Méthode employée pour le relevé simultané en plusieurs points de la réponse d'une salle en fonction de la fréquence d'un son pur produit par un oscillateur et un haut-parleur.

Nous avons alors appliqué les remarques précédentes en étudiant un certain nombre de salles dont nous avons relevé en divers points les courbes de réponse par diverses méthodes.

a) Salle très réfléchissante :

L'étude de cette salle (fig. 9) a été faite en relevant simultanément, au commutateur électronique

de l'écran oscillographique avec les quatre traces (fig. 10).

On avait ainsi directement la courbe de réponse de la salle en fonction de la fréquence pour 4 points différents, sur un même diagramme (fig. 11).

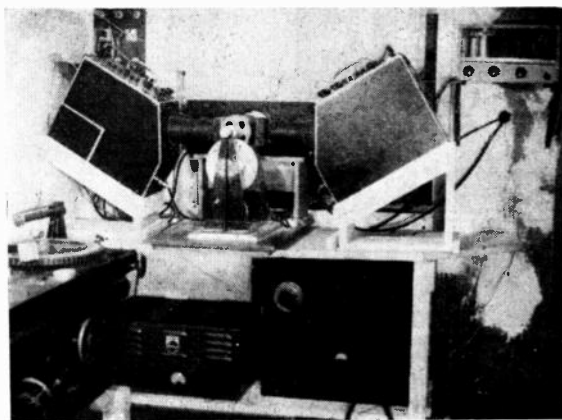


FIG. 11. — Photographie de l'appareillage d'enregistrement utilisé.

La salle vide, de forme rectangulaire, présentant un temps de réverbération de 6 secondes peut être considérée comme l'un des extrêmes auxquels on peut avoir affaire en acoustique architecturale : la forme de la courbe de décroissance d'un son pur à 1 000 Hz dans la salle reproduite fig. 12 suffit à montrer qu'elle était le siège de nombreuses réflexions et ondes stationnaires parasites. La figure 13 donne la superposition des différentes courbes obtenues ; les courbes se chevauchent, ce qui signifie que les niveaux sonores moyens étaient très sensiblement les mêmes en différents points.

2° On a ensuite opéré de même sur une très bonne salle de conférences rectangulaire de 12 m × 10 m

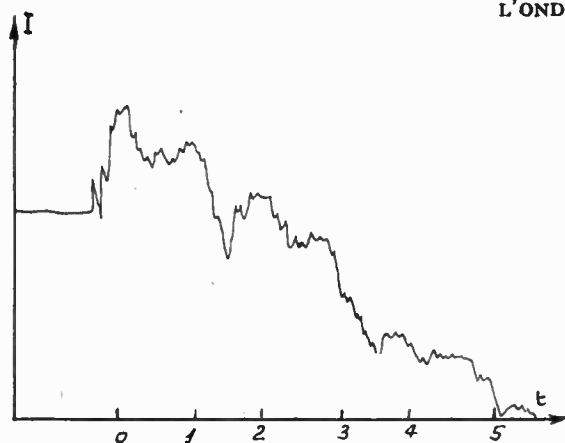


FIG. 12. — Réverbération dans la 1^{re} salle étudiée. Nombreuses réflexions, salle réverbérante.

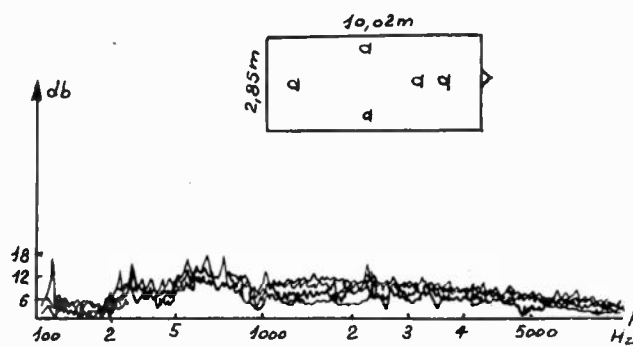


FIG. 13. — Famille des courbes de réponse en 5 points d'une mauvaise salle (très réfléchissante) de $10,02 \times 2,35 \times 3 \text{ m}^3$. Les 5 canaux des 5 microphones de gains identiques attaquent un commutateur électronique.

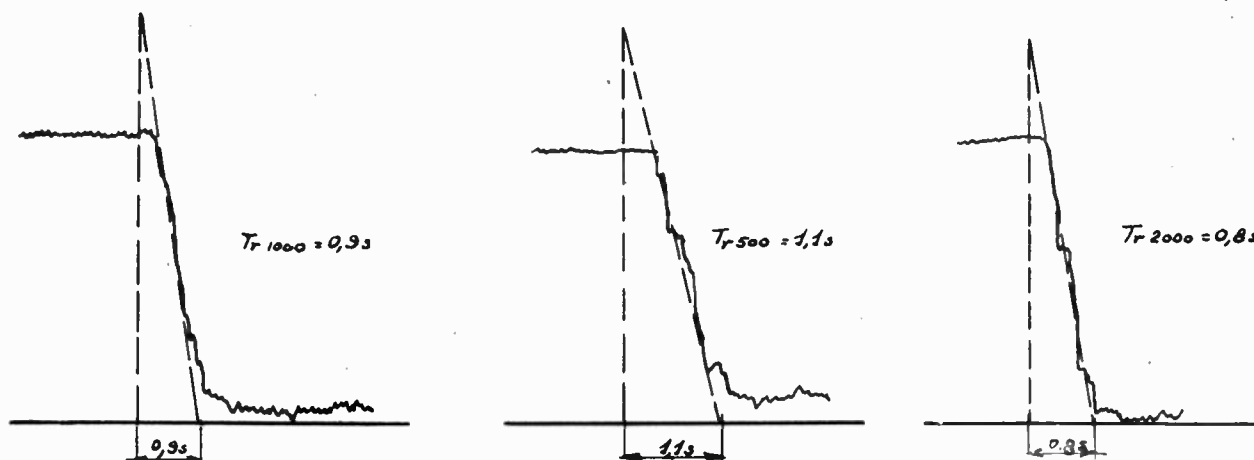


FIG. 14. — Courbes de réverbération de la 2^e salle étudiée, bonne salle.

$\times 5 \text{ m}$, dont le temps de réverbération était de 0,9 sec, fig. 14 et où l'intelligibilité aux points extrêmes de la salle mesurée par la méthode des logatomes à consonnes spécialement faits pour l'acoustique des salles (7) était supérieure à 95 %.

La capacité de la salle est d'environ 150 personnes. L'absorption du son sur les parois était réalisée par des panneaux de soie de verre agglomérée de $50 \times 65 \text{ cm}$, disposés en quinconce sur 3 murs de la salle. Les bancs étaient recouverts de filets absorbants jouant le rôle de l'audience.

Deux expériences ont été faites : la première dont les résultats sont exprimés par la famille de courbes (fig. 15) en plaçant les microphones de mesure en 5 points sur la périphérie de la salle, la deuxième en plaçant 4 microphones à 1,20 m les uns des autres dans des positions correspondant à celles d'auditeurs voisins qui se considéreraient comme identiquement placés dans la salle. Les gains étaient toujours égaux.

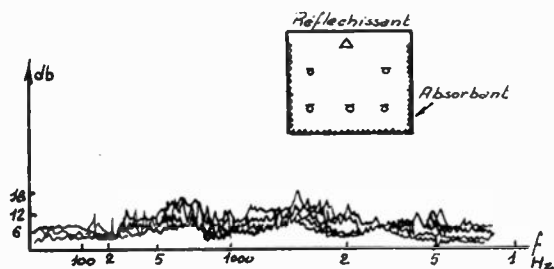


FIG. 15 b. — Famille des courbes de réponse en 5 points d'une bonne salle de $10 \times 12 \times 5 \text{ m}^3$. $Tr = 1,2 \text{ sec}$. Relevé au commutateur électronique avec des gains égaux sur chaque canal.

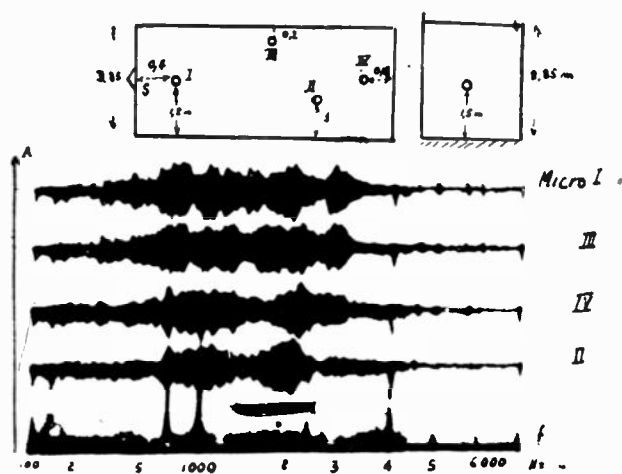


FIG. 15 a. — Diagramme d'enregistrements obtenus au commutateur électronique à 4 directions. (Source : H. P. 21 cm encastré — 4 micros identiques gains égaux).

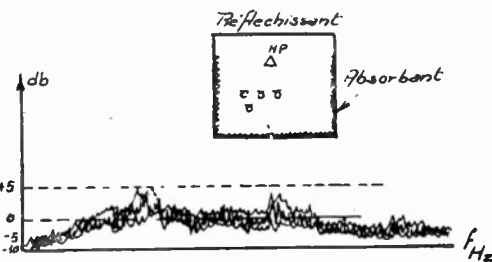


FIG. 15 c. — Famille des courbes de réponse de 4 points de la même salle distants de 1 m les uns des autres. Les écarts sont moindres. Les gains sont toujours identiques.

Enfin, la méthode précédente étant limitée par le nombre de canaux disponibles, nous avons repris l'étude de cette salle par une méthode diminuant les ondes stationnaires et par conséquent la nécessité de faire des relevés de réponse simultanés aux différents points intéressés. On a utilisé comme source sonore un générateur de bruit de fond à spectre continu attaquant le haut-parleur, le microphone ré-

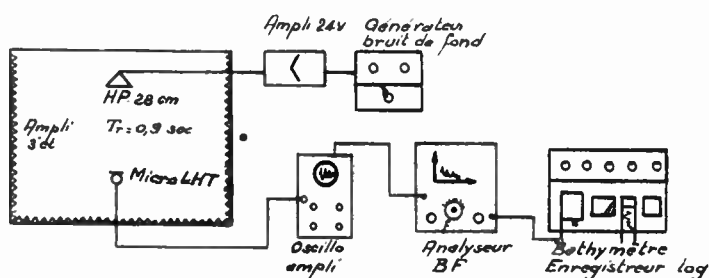


Fig. 16. —

cepteur attaquait un oscillographe de contrôle et un analyseur basse-fréquence à $\Delta f = 5$ Hz à battements, dont les résultats étaient enregistrés sur un bathymètre logarithmique de Neumann (fig. 16). Il suffisait de superposer sur la même bande d'enregistrement les courbes d'analyse du son complexe collecté par le microphone en déplaçant celui-ci et en

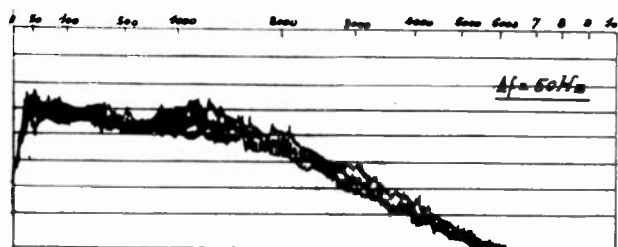


Fig. 17 a. — Familles de 6 courbes de réponse relevées avec une bande passante $\Delta f = 50$ Hz.

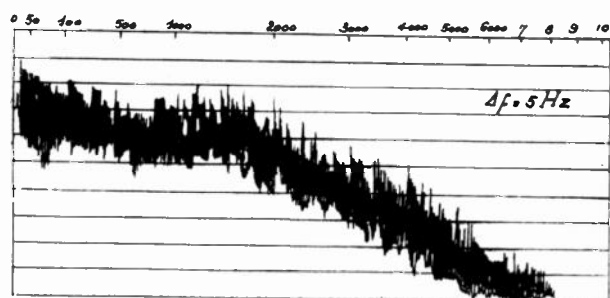


Fig. 17 b. — Familles de 6 courbes de réponse relevées avec une bande passante $\Delta f = 5$ Hz.

veillant à faire coïncider les échelles de fréquences. Les résultats obtenus en utilisant les bandes d'analyse, successivement de 50 Hz et de 5 Hz, sont donnés dans les figures 17 a, b.

L'expérience a montré qu'un nombre relativement restreint (4 à 6) de positions du microphone dans la salle suffisait, en raison de l'aspect accidenté des courbes de réponse, à définir parfaitement les écarts de ces courbes et qu'il n'était pas nécessaire d'aller

beaucoup plus loin dans le relevé des points expérimentaux.

3° Pour compléter ces résultats, nous avons utilisé les mesures très soignées effectuées par GURIN et NIXON dans une étude sur un studio de radiodiffusion de 1 000 m³ (8), qui peut être considéré com-

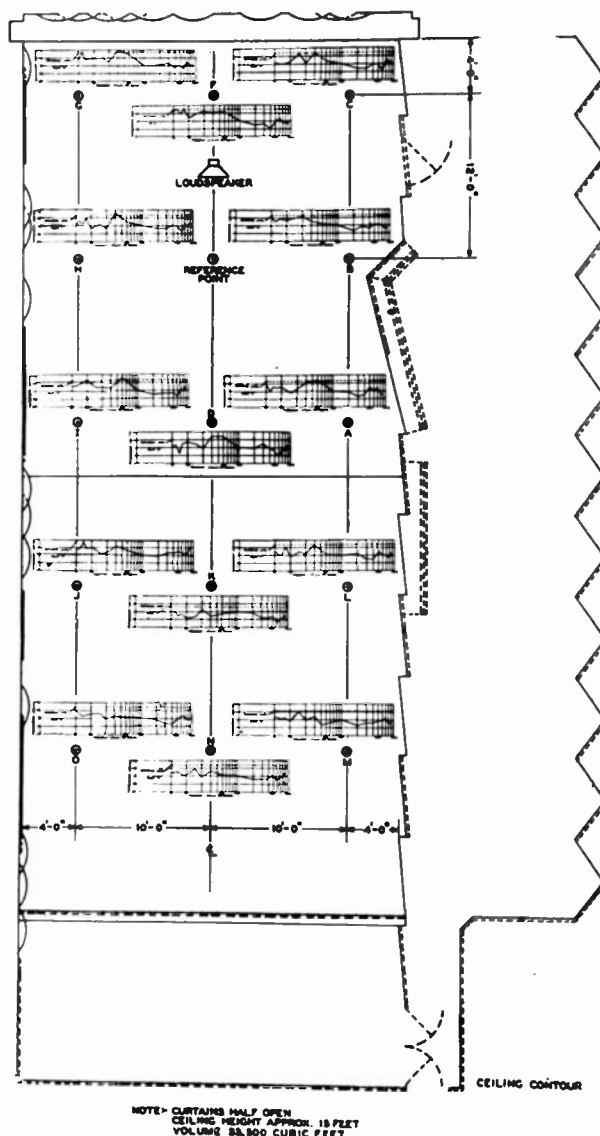


Fig. 18. — Courbes de réponse en différents points d'un excellent studio (Gurin et Nixon).

me le type de la salle excellente dans laquelle tout a été fait pour parvenir à une bonne acoustique. Ces auteurs donnent les courbes de réponse du studio, relevées en 11 points différents avec beaucoup de soin. Nous reproduisons figure 18 celles-ci ainsi que le plan du studio, et la figure 19 donne la famille de courbes correspondantes.

Que peut-on conclure de l'examen de ces courbes ?

a) Aucune de ces courbes ne se superpose. Chacune de celles-ci ayant été faite avec le même appareillage, ces écarts ne peuvent être attribués à celui-ci, la stabilité dans le temps de l'équipement de mesures, microphones, amplis, oscillographes, etc... étant de l'ordre de $\pm 0,6$ db au minimum.

b) Les fluctuations constatées d'une courbe à une autre croissent notablement quand l'éloignement des points expérimentaux dans la salle croît, ce qui est évident a priori.

c) L'affaiblissement avec la distance n'est pas considérable, la comparaison des 4 courbes (fig. 19) et des 14 courbes (fig. 20) montre que les fluctuations constatées en des points relativement voisins (3 m de distance) sont supérieures (10 à 12 db) à celles provenant des variations du seuil de référence avec

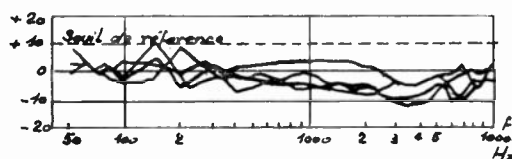


FIG. 19. — Courbes de réponse en 4 points de la même salle distants de 3 m. les uns des autres et pratiquement indiscernables. Ici on a fait coïncider les seuils de référence pour tenir compte de l'atténuation avec la distance.

la distance qui expriment l'affaiblissement avec la distance, la comparaison de ces 14 courbes montrant des fluctuations de 5 db au maximum. On peut donc dire que le niveau moyen est constant en tous les points de la salle à ± 3 db près.

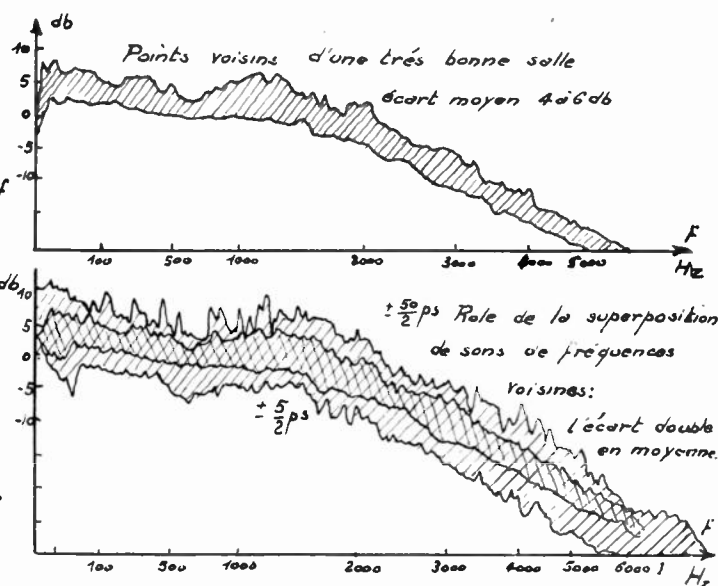
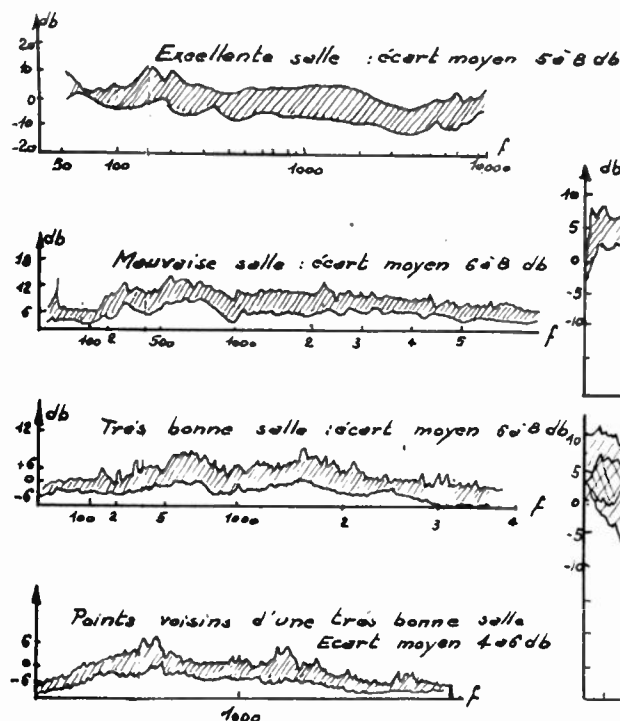


FIG. 21. — Ecart marginaux entre les réponses en divers points tels qu'ils résultent de la superposition des courbes données dans les figures précédentes.

Pour une même fréquence, c'est la mesure des écarts de l'hypothèse de Sabine avec la réalité. Ceci nous autorise à incorporer ces fluctuations dues à la distance dans les fluctuations de la « réponse » de la salle avec la fréquence.

d) La largeur du faisceau de courbes relevées dans une très mauvaise salle ($T_2 = 6,0$ sec), dans une bonne salle ($T_1 = 0,9$ sec), et dans une salle excellente (studio) est sensiblement la même. Elle ne paraît

dépendre que de l'écartement des points de mesures, des microphones rapprochés donnant lieu à des écarts moindres (fig. 19-20) que des microphones très éloignés. Il apparaît donc que les fluctuations des réponses avec la distance se caractérisent moins par un affaiblissement global du son, comme on le constaterait dans la chambre sourde où la loi de décroissance en $1/x^2$ se vérifie très bien, que par des réflé-

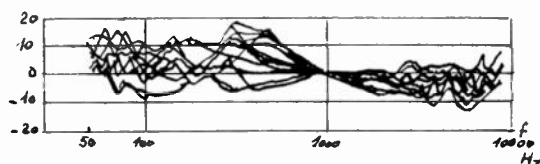


FIG. 20. — Famille des courbes de réponse d'une excellente salle (studio) en 14 points.

Volume du studio 1 000 m³. D'après Nixon Studio Design JASA.

xions sélectives sur les parois amenant, selon la fréquence, des condensations des rayons sonores en certains points.

e) La largeur moyenne du faisceau de courbes varie de toute façon assez peu avec la fréquence. Si l'on

doit attribuer les fluctuations, d'après le raisonnement précédent, à des concentrations sélectives du son en certains points à certaines fréquences, ce mécanisme joue de façon sensiblement identique à toutes les fréquences. Ceci revient à admettre que ces concentrations sélectives tiennent plus à des phénomènes d'acoustique géométrique et de diffraction, pour lesquels seul compte le rapport λ/d des longueurs d'ondes aux dimensions de la salle, qu'à

des phénomènes d'absorption sélective des panneaux insonorisants.

f) Dans les cas les plus favorables : salle excellente et emplacements voisins, l'espacement de la famille des courbes de réponse correspondantes ne descend jamais au-dessous de 4 db.

g) Sur tous les diagrammes figures 21 a, b, c, d, e, f, on remarque enfin qu'il y a un élargissement systématique des limites pour les fréquences moyennes aux environs de 1 000 Hz.

Ainsi, dans une salle, l'oreille est soumise à des fluctuations plus notables aux environs de 1 000 Hz

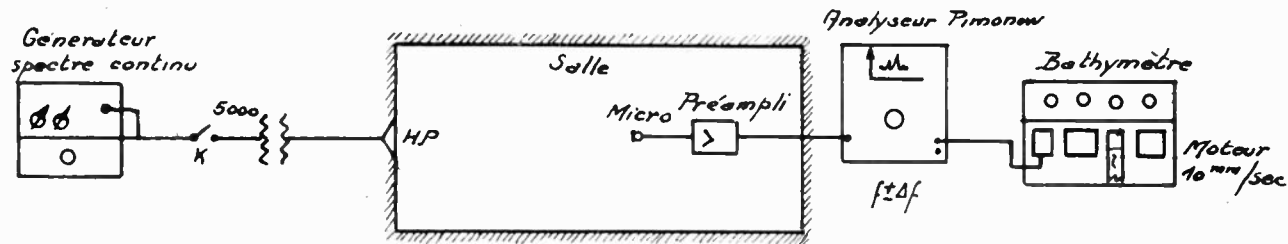


FIG. 22. — Méthode d'étude d'une salle en utilisant un son continu de bande créé par un générateur de bruit de fond, (Chavasse et Lehman) et un analyseur à « df » constant et un enregistreur logarithmique de Neumann. C'est avec ce dispositif qu'ont été relevées les courbes ci-dessus

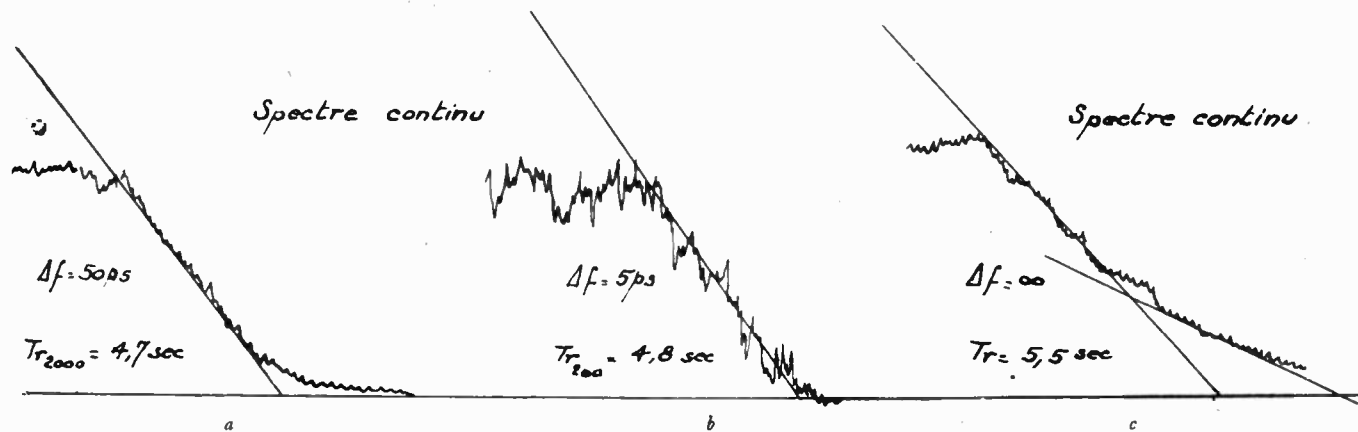


FIG. 23 — Influence de la largeur de bande sur les fluctuations de régime stationnaire et d'extinction du son à spectre continu de bande dans une salle réfléchissante : en « a » largeur de bande d'analyse 50 ps, en « b » 5 ps et en « c » infini.

Les figures 21 a, b, c, d, e, f, permettent d'apprécier ces écarts dans les divers cas examinés, et le tableau ci-dessous résume les diverses valeurs qu'on y relève entre 70 et 4 000 Hz.

qu'aux fréquences très graves, et très aiguës. De toute façon la différence est faible, l'élargissement ne dépassant pas 2 à 3 db sur 5 à 8 db, et ne peut être considérée comme très significative.

SALLES

	Mauvaise	Excellente		Très bonne		Très bonne
	Points éloignés	Points éloignés	Points rapprochés	Points éloignés	Points rapprochés	Spectre continu points éloignés
Ecart maximum	19 db	15 db	8 db	8 — 9 db	6 — 7 db	8 db
Ecart minimum	5 db	8 db	5 db	6 db	4 db	3 db
Ecart moyen	6 — 7 db	10 db	6 db	7 db	5 db	5 db

h) La courbe figure 21 c relevée par la méthode du spectre continu avec une bande de 50 Hz à une échelle environ double des autres courbes conduit très sensiblement aux mêmes résultats que l'emploi d'un son pur, malgré la différence des méthodes.

i) La courbe 21 f montre l'influence d'une diminution de la bande passante de 50 à 5 Hz. Les fluctuations de réponse sont environ doublées, mais il faut noter que celles-ci proviennent de fluctuations des résonances de la salle, comme nous l'avons montré dans une publication antérieure (6), et non de déplacements des courbes relevées en divers points, comme le vérifie aisément le tracé des courbes de réverbération par la même méthode. (fig. 22). Il s'agit ici de fluctuations de réponse dues aux battements des fréquences propres excitées dans la bande, qui s'annulent en moyenne quand elles sont en très grand nombre, mais qui présentent des maxima et minima d'autant plus marqués qu'elles sont en plus faible nombre (fig. 23).

Or, il est bien connu que la plupart des instruments de musique n'ont pas une fréquence constante au cours d'une note. Dans une étude antérieure (9) nous avons montré, par exemple, que la note fournie par un violon subit des fluctuations erratiques de hauteur de l'ordre de 0,5 % et de niveau de l'ordre de 5 % quand on « tient » la note, ce qui est très rare. Quand plusieurs instruments fonctionnent à l'unisson, comme c'est le cas de la musique orchestrale, il existe par surcroît de petits écarts entre leurs hauteurs, de l'ordre de 0,5 % à 1 %, dus à l'impossibilité de parvenir à un accord parfait. La somme de ces écarts suffit à faire considérer la source sonore comme une source complexe, analogue plus qu'à un son pur, à un son de bande étroite dont la largeur excédera largement 5 Hz dans la plupart des cas, le maximum d'énergie du spectre musical étant aux environs de 500 à 1000 Hz.

L'étude des courbes de réverbérations (figure 23) montrant que les pointes dues aux battements entre fréquences propres excitées sont négligeables pour $\Delta f = \pm 25$ Hz dans la gamme des sons musicaux usuels et pour une salle mauvaise, c'est à cette courbe (figure 21 c) que l'on devra se référer pour l'étude des écarts de réponse avec l'emplacement, puisqu'elle correspond à la condition la plus dure à remplir : la courbe f correspond à une cause d'écarts supplémentaires, qui peuvent ne pas être toujours présents, et que nous laisserons de côté dans cette recherche de la plus étroite des limites aux écarts tolérables sur la courbe de réponse. Nous laisserons également de côté les effets de l'écoute binaurculaire, qui ne peuvent contribuer qu'à élargir (près de 6 db) les bandes ici trouvées.

En résumé, il résulte de cette discussion que l'on peut admettre en toute sécurité que l'oreille considère comme équivalentes les courbes de réponse de deux systèmes électroacoustiques (ici deux emplacements dans une salle) différant de moins de 3 à 5 db dans toute la gamme acoustique aux niveaux normaux (1). C'est donc cette valeur qui définit le

critère cherché de la fidélité d'une chaîne électro-acoustique. On peut en déduire qu'une courbe de réponse en fréquences horizontale à ± 2 db peut être considérée comme parfaite, puisque l'auditeur ne peut en saisir les fluctuations. C'est cet écart minimum que devront déceler les mesures de courbes de réponse effectuées sur les amplificateurs, lignes, émetteurs, etc...

S'il est facile d'obtenir une précision de 0,5 db dans les mesures effectuées sur des circuits électriques, il est beaucoup plus pénible de déceler clairement des variations de 2 db sur la réponse d'un transformateur électro-acoustique, ce qui serait nécessaire pour apprécier correctement son rôle dans la chaîne : les écarts dans une chaîne de plusieurs éléments, micros, graveurs, haut-parleurs, ont en effet plutôt tendance à se cumuler qu'à se compenser, si l'on n'a pris aucune précaution spéciale, car ils découlent des mêmes causes générales, et l'adaptation de chaque élément à l'autre est une nécessité.

CHAPITRE IV

Dans la discussion qui précède, nous avons recherché un critère de fidélité d'une transmission en supposant l'état de celle-ci constant au cours du temps et en nous basant sur les écarts dans la réponse d'une salle que l'on note en fonction d'un déplacement quelconque dans l'espace.

Nous sommes en effet habitués à considérer l'état d'un système acoustique comme stable dans le temps : un théâtre ou un cinéma ne subissent pas de modifications au cours d'une représentation. L'avènement des dispositifs électro-acoustiques, et spécialement de la radio-diffusion, est venu modifier ce point de vue, et l'on est conduit à considérer pour ces systèmes une notion de fidélité dans la réponse différente de celle examinée plus haut : la *fidélité dans le temps*. Ainsi, l'auditeur écoutant une station de radiodiffusion qui transmet successivement une émission en différé, puis une autre en direct, est placé à l'extrémité d'une chaîne de structure variable au cours du temps, et dont la réponse varie avec le nombre d'organes mis en jeu. Certes, si chacune des chaînes qu'il est appelé à entendre présente une réponse parfaite — au sens défini plus haut — il ne percevra pas de différence entre les deux ; mais il n'en est jamais ainsi, et l'on peut se demander quel est le taux maximum de variation dans la réponse globale que l'on peut admettre pour que l'auditeur n'en perçoive rien. Cette notion de *fidélité dans le temps* fait intervenir la mémoire auditive de l'auditeur, que nous avons éliminée dans les raisonnements précédents par des considérations d'ordre statistique sur les valeurs respectives des différents emplacements dans une salle.

sions par rapport à la $\lambda/2$ longueur d'onde. Dans la vie courante notre oreille se trouve perpétuellement placée dans des situations variant du champ libre (plein air, grande salle) à l'obstacle plan servant de réflecteur (murs, meubles, parois, etc...) et des considérations générales de morphologie (SAINTÉ-LAGUE) font que nous rencontrons moins d'objets concaves susceptibles de renforcer les ondes sonores de plus de 6 db par rapport aux longueurs d'ondes acoustiques usuelles, que d'objets convexes. Aussi, n'est-il pas étonnant que les tolérances de l'oreille oscillent autour de ces chiffres, du simple fait de notre adaptation au milieu où nous vivons.

(1) Pour situer ce chiffre de 5 db par rapport aux phénomènes acoustiques courants rappelons que 6 db est la surpression provoquée dans un champ libre par l'introduction d'un obstacle plan de grandes dimen-

Aussi, est-on conduit à compléter les résultats précédents par l'étude des écarts que l'on peut introduire dans une courbe de réponse sans qu'ils deviennent perceptibles.

Des essais antérieurs, confirmant ceux des divers auteurs qui se sont occupés d'acoustique musicale, ayant montré qu'il n'était pas possible d'inférer quoi que ce soit sur la perception des signaux réels, parole, bruits, musique, des expériences effectuées sur les sons purs, cette étude devait porter évidemment sur la musique, qui est le plus complet et le plus sensible des divers types d'information acoustique.

Nous avons donc fait entendre à des sujets des morceaux de musique reproduite, dans lesquels des déformations systématiques étaient introduites, et nous avons recherché les limites des déformations qu'il était possible d'introduire sans que les auditeurs en soient gênés. La fréquence jouant ici un rôle très important, les déformations portaient successivement sur les diverses octaves de la gamme acoustique ; enfin, la faible précision des appréciations que peut fournir un sujet a conduit à opérer sur une population relativement nombreuse et à multiplier les expériences pour obtenir des résultats suffisamment précis.

La population de sujets que nous avons utilisée a compris au total une cinquantaine de personnes, parmi lesquelles des individus familiarisés avec la musique classique, des exécutants et des professeurs, dans une proportion qui n'était pas très différente de celle que l'on est susceptible de rencontrer dans une salle de concert.

Les expériences ont été effectuées en utilisant exclusivement de la musique classique enregistrée, ce qui permettait de définir parfaitement les conditions

électrodynamique à haute fidélité, sur le circuit duquel était intercalée une série de filtres de 1/2 octave couvrant la gamme acoustique, dont la courbe d'affaiblissement relatif est donnée fig. 25 et dont l'affaiblissement maximum était réglé par un potentiomètre depuis 0 jusqu'à une valeur de -25 db.

Chaque série d'expériences était conduite de la façon suivante. Un groupe de 10 à 15 sujets étant soumis au test, on leur faisait d'abord entendre plusieurs morceaux de musique dans le même genre que ceux sur lesquels devait porter l'expérience, pour les habituer au niveau sonore et à la réponse du système reproducteur utilisé. Des essais préliminaires ont montré en effet l'influence énorme de l'habitude que prend l'oreille d'un système reproducteur bon ou mauvais, influence qui pouvait masquer complètement les résultats si l'on n'en tenait pas soigneusement compte.

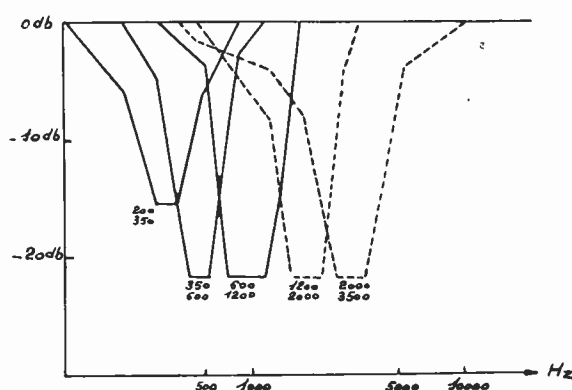


FIG. 25. — Atténuation des filtres

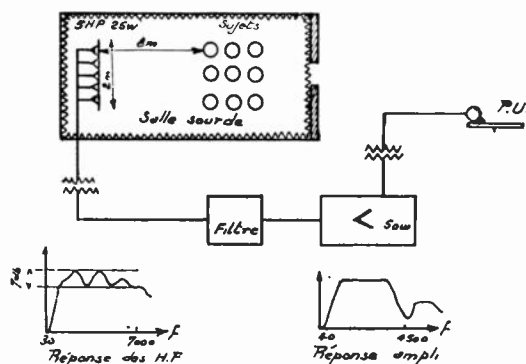


FIG. 24. — Disposition des expériences sur les mémoires auditives.

expérimentales. Dans un studio presque sourd ($T, \leq 0,5$ sec., fig. 21) les sujets étudiés étaient placés devant une batterie de 5 haut-parleurs de 28 cm montés dans un baffle de 2 m de côté, fournissant des ondes pratiquement planes. Celui-ci était attaqué par un amplificateur haute-fidélité dont on réglait le gain pour avoir auprès des sujets un niveau dans les *forte* de 80 à 85 db contrôlé par un microphone étalon — niveau qui est donné comme optimum par T. SOMERVILLE dans son étude sur les niveaux préférés par les auditeurs (10).

L'amplificateur était attaqué par un pick-up

On choisissait alors des morceaux de musique symphonique dont la texture orchestrale était aussi uniforme que possible au long du morceau, pour éviter les variations de niveau d'un instant à l'autre, qui auraient risqué de fausser les appréciations des sujets. Pour le but ici poursuivi, il n'était, en effet, pas indiqué d'employer le procédé simpliste qui consiste à repasser deux ou plusieurs fois le même morceau en lui faisant subir chaque fois les modifications désirées. On fait appel dans ce cas à la mémoire pure de l'auditeur, et non à l'accoutumance à une courbe de réponse donnée qui était l'objet même de ces essais. Par ailleurs, l'audition répétée d'un même morceau risque de donner au sujet une connaissance approfondie de celui-ci, qui fausserait également son appréciation. Pour éviter les claquements des commutateurs, l'opérateur placé dans une cabine séparée utilisait les interruptions occasionnées par changements de face des disques, au cours d'un même mouvement dans le même volume sonore, pour changer la courbe de réponse, octave par octave. On procédait par approximations successives, en se rapprochant très vite au cours des premières expériences de la limite où les variations introduites dans la réponse devenaient indiscernables. C'est autour de ces valeurs que les expériences les plus nombreuses ont été faites. Le temps de silence qui séparait chaque changement de disque était toujours le même, de 3 minutes environ. Chaque auditeur notait sur un

questionnaire son appréciation des changements survenus rapportés à une simple comparaison, chaque morceau modifié étant passé entre deux morceaux « normaux ».

De toute façon, la précision atteinte dans les expériences de ce genre ne peut être très grande. Elle est susceptible d'être accrue en multipliant le nombre d'auditeurs, mais les fluctuations dues à la mémoire des auditeurs se font particulièrement sentir quand on se rapproche du seuil de perception des écarts, et limitent cette précision à un *seuil d'appréciation* qui relève de la psychophysiologie, et apparaît donc comme infranchissable.

Enfin, nous avons été particulièrement gênés dans ces essais par le bruit de fond des disques, qu'il est impossible d'éliminer complètement, et qui abaisse à 4 500 Hz la gamme acoustique utilisable. Il est d'ailleurs remarquable que les auditeurs qui ne pratiquent pas la musique enregistrée se soient révélés plus tolérants à cet égard (6 db) que ceux qui sont habitués à l'écoute des disques : il y a là une sorte d'anaphylaxie très remarquable, et qu'on doit rattacher aux problèmes généraux de la lutte contre le bruit (11).

Chaque morceau étant intercalé entre 2 morceaux à courbe de réponse *normale*, les questions posées au sujet étaient les suivantes :

- a) Y a-t-il un changement par rapport au morceau précédent ?
- b) Ce changement est-il une amélioration ou une détérioration ?

Cette question subsidiaire obligeait les sujets à réviser leur opinion, et à donner, en général, quelques indications sur le sens dans lequel devaient être modifiées les conditions de la série d'essais suivante.

L'expérience a montré qu'il ne fallait pas dépasser une dizaine de faces de disques par séance (4 à 5 expériences), pour ne pas fatiguer les sujets, fatigue qui se traduisait par des discordances dans les réponses. De même elle a montré que, pour obtenir les résultats les plus rapides, le plus grand soin devait être apporté dans le choix des disques, qui doivent être d'excellente qualité, de musique classique pas trop couramment exécutée dans les concerts (Brahms Schuman, Haydn conviennent très bien) et avec des faces de disques se correspondant étroitement, ayant même tessiture et mêmes instruments.

Le mode opératoire alternant les morceaux normaux et modifiés, — sauf dans quelques cas servant de contrôle pour briser toute habitude, — fournissait deux réponses par sujet pour chaque modification de la courbe de transmission, réponses qui devaient se recouper l'une l'autre pour qu'il en soit tenu compte.

Enfin, les essais ont été effectués après dégrossissage, en faisant successivement croître et décroître

la déformation de la courbe de réponse, de façon à obtenir un contrôle supplémentaire et éviter l'influence très gênante de l'accoutumance, qui peut atteindre des valeurs énormes (15 db chez certains sujets) ;

Les résultats transcrits ci-dessous ont été obtenus en appelant « perceptible » l'affaiblissement en db de la bande considérée pour lequel 50 % des sujets exprimaient l'opinion que la réponse avait changé. C'est en effet la limite inférieure que fourniraient des sujets non prévenus tirant à pile ou face leur réponse : or, nous cherchions la limite inférieure de perception. Nous avons appelé « imperceptible » la limite où 8 sujets au moins sur 10 déclarèrent n'avoir pas perçu de changement, les 2 autres pouvant avoir été affectés par des facteurs locaux ou avoir répondu au hasard (Distribution en J).

Chaque bande a été étudiée 4 fois au moins autour de la valeur critique par une quarantaine de sujets.

Nous estimons cependant que vu la difficulté de ces expériences, elles ne permettent pas de garantir une précision de plus de 3 db.

De ce tableau, on déduit par interpolation les 2 courbes suivantes, (figure 26) délimitant une marge d'incertitude qu'il ne nous a pas été possible de réduire.

On remarquera que :

- a) La courbe en trait plein que nous adopterons comme *courbe de tolérance* présente un maximum

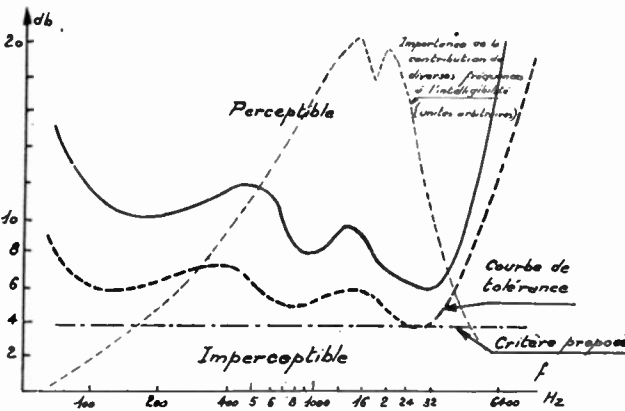


Fig. 26. — Résultat sur la tolérance de l'oreille aux variations de réponse des chaînes électroacoustiques

entre 250 et 2 000 Hz encadré par 2 minima relatifs nets. Ainsi, l'oreille est plus tolérante de 3 à 4 db dans le registre médium, qu'aux fréquences graves et élevées. Ce résultat est à rapprocher de celui que nous avons obtenu dans l'étude du critère précédent basé sur l'acoustique des salles.

- b) Aux fréquences très aiguës, au-dessus de 3 000 Hz, la tolérance est très considérable. Ceci corrobore

Gamme	0-300	350-600	450-1 000	600-1 200	1 000-1 800	1 200-2 000	2 000-3 500	3 000-4 500
Perceptible	— 10	— 12	— 8	— 8	— 10	— 7	— 6	— 23
Imperceptible	— 6	— 8	— 5	— 6	— 7 à 8	— 4	— 8	— 20

entièrement les résultats fournis par OLSON (12) aux R.C.A. Laboratoires à Princeton sur la question « Do the ear really prefer a wide range reproduction ? », qui n'a trouvé qu'une majorité très faible d'auditeurs préférant une large bande ($\geq 4\,000$ Hz) dans la perception de la musique, un grand nombre des auditeurs n'ayant aucune opinion, et un pourcentage non négligeable (34 %) préférant la suppression des fréquences aiguës. Il semble que l'amélioration esthétique du timbre des instruments compte beaucoup plus que leur « vérité », et que si les instruments ont un registre très étendu, c'est plutôt là un défaut qu'une qualité.

Avec la musique enregistrée, le facteur essentiel au-delà de 4 500 Hz est le bruit de fond, et les conclusions ici trouvées ne sont valables que pour la gamme 30-4 500 Hz. Les disques que nous avons utilisés « passaient » effectivement cette gamme.

c) Par contre, la tolérance dans les graves est beaucoup plus réduite, et il faut aller beaucoup plus loin (au-dessous de 60 Hz) pour voir celle-ci augmenter nettement, par suite de la perte de sensibilité de l'oreille.

d) Il est intéressant de comparer les courbes précédentes avec la courbe donnant la contribution des

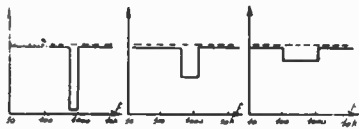


FIG. 2. — Les distorsions a, b, c, sont-elles également perceptibles

diverses octaves à l'intelligibilité du discours (fig. 26). L'intelligibilité de la parole et de la musique paraissent suivre des lois qualitativement voisines.

e) Enfin, l'examen général de cette courbe justifie entièrement la pratique des techniciens de la radio-diffusion qui prêtent une attention très considérable aux gammes médium et grave tout en négligeant très rapidement les fréquences supérieures à 5 000 Hz environ (loi de 400 000) (1).

Le minimum de cette courbe de tolérance (— 4 db) nous permet d'adopter la réponse suivante à la question posée :

Des différences inférieures à 4 db dans les courbes

ce sujet, comparant seulement au voisinage des niveaux normaux (60 à 80 db) une courbe subissant un affaiblissement global de toute la gamme (atténuation par une résistance), un affaiblissement de 3 octaves, les essais précédents relatifs à 2/3 d'octave environ et les atténuations localisées très notables (sur 35 Hz) au voisinage de 1 000 Hz que fournissent les expériences d'interférences acoustiques.

Ainsi apparaît la limite de perception donnée par le tableau.

Il semblerait que le produit de l'étendue de l'écart par sa valeur varie peu quand ses 2 dimensions sont exprimées en unités logarithmiques, première approximation de la psychophysologie. Ceci reviendrait à dire que le nombre d'éléments d'information acoustique doit être altéré d'un certain nombre de quantas pour que nous en ayons conscience (fig. 27) (13).

Nous disposons, toutefois, de trop peu de résultats précis pour donner une base suffisante à cette hypothèse, qui vaut d'être approfondie.

CONCLUSION

Après un rappel des critères objectifs de haute fidélité dans les transmissions tels que la physique nous les présente, et après avoir montré que ceux-ci sont inadéquats dans les problèmes pratiques, nous avons examiné dans cet article 3 critères de la fidélité d'une chaîne électro-acoustique permettant de fixer un terme aux efforts des techniciens dans la recherche de la perfection.

Le premier critère est objectif et d'ordre purement physiologique. Basé sur la notion d'élément d'information de l'oreille, il conduit à fixer comme limite aux possibilités de perception un seuil de 0,2 db environ à 1 000 Hz. Ce sera la limite de précision que l'on pourra requérir par exemple des appareils de mesure électro-acoustique : haut-parleurs et microphones étalons, chambres sourdes, etc...

Le second critère est subjectif. Il est basé sur l'impossibilité de perception d'une différence dans la réponse d'une très bonne salle entre deux points peu éloignés qu'un auditeur considérera a priori comme équivalents. Il nous conduira à admettre que l'on peut appeler « fidélité parfaite en fréquence » d'une chaîne électro-acoustique, une courbe de réponse qui diffère de moins de ± 2 db de l'horizontale théorique

Nombre d'octaves autour de 1 000 Hz	Db tolérables	Produit	Observations
7	0,5	3,5	Seuil L (Théorie de l'Information)
3	1 — 1,5	3 — 4,5	
2/3	5 — 8	3,1 — 5	
50/300	20 — 25	4	

de réponse de 2 chaînes électro-acoustiques sont imperceptibles quand on passe de l'une à l'autre de ces chaînes

Enfin, il nous a paru nécessaire de compléter ces résultats par une appréciation du rôle de la largeur de la bande sur laquelle portent les écarts de réponse. Nous n'avons pu faire que peu d'expériences à

Enfin, les pratiques courantes de la radiodiffusion conduisent à considérer un troisième type de critère de fidélité : celui de fidélité dans le temps ; c'est-à-dire l'écart de réponse entre 2 chaînes de transmission successivement utilisées. L'étude sur des sujets des écarts tolérables dans les courbes de

réponse d'une chaîne électro-acoustique transmettant de la musique — seul signal susceptible de donner des résultats pratiquement utilisables — nous a conduit à fixer à 4 db cet écart admissible, résultat qui est en accord avec le précédent obtenu à partir d'un raisonnement très différent.

Il semblerait que l'individu ne soit sensible aux distorsions que si elles atteignent un nombre suffisant d'éléments d'information acoustique, point qui nous paraît devoir être développé par la suite.

On peut conclure de cette étude que la notion de courbe de réponse est à elle seule très insuffisante pour exprimer la qualité d'un système électro-acoustique. Ce n'est là qu'un aspect de celui-ci, et les progrès de ces dernières années, principalement dans le domaine de la psychologie de l'auditeur, conduiront à rechercher l'expression de cette qualité dans des phénomènes tout différents, en particulier dans les notions de fidélité en amplitude (dynamique) de niveau de bruit de fond, et de fréquence des perturbations accidentelles (parasites) (14).

Ce sont ces points que nous examinerons dans des articles ultérieurs.

BIBLIOGRAPHIE

1. — BERNHART : *Traité de prise de son*. — Eyrolles.
2. — SIVIAN, DUNN, WHITE : *J.A.S.A.*, p. 330, 1931.
3. — WIEN-HAAS : *Handbuch der Physik*. — Band XVII.
4. — TRENDLENBURG : *Fortschritte des Physikalische Akustik*. — Springer.
5. — STEVENS, DAVIS : *Hearing*. — Wiley and sons.
6. — MOLES : *Sur les états stationnaires dans les chambres réverbérantes*. — Journal de Physique, Janvier 1948.
7. — MOLES : *Le taux d'intelligibilité en tant que critère de la qualité d'une salle*. — Annales des Télécommunications, p. 57, 1950.
8. — GURIN NIXON : *J.A.S.A.*, p. 408, 1948.
9. — MOLES : *Pourquoi deux violons font-ils plus de bruit qu'un seul ?*. — J. de Physique, Juin 1949, p. 194.
10. — SOMERVILLE : *BBC Quarterly*. — January 1949, Vol. 3, n° 4.
11. — BRESSIN et MOLES : *Etude sur le bruit de fond des disques phonographiques*. — Journal de Physique 1950.
12. — OLSON : *J.A.S.A.*, 1948.
13. — MOLES : *Mesures acoustiques et oscillographe cathodique*. — Revue « Mesures », octobre 1950.
14. — ANGLES D'AURIAC : *Qualité réelle et apparente en radio-diffusion*. — Bulletin O.I.R., t. XIII, p. 345 et 414.
15. — VERMEULEN : *Philips Technische Rundschau*. — Décembre 1948.

UN NOUVEAU PROCÉDÉ DE MODULATION CODÉE

“ LA MODULATION EN Δ ”

PAR

L. J. LIBOIS

Ingénieur des P. T. T.

Après avoir rappelé les principes généraux et les caractéristiques des systèmes à modulation codée l'auteur décrit un nouveau procédé de modulation basé sur l'analyse différentielle du signal à transmettre et sa comparaison avec un signal démodulé localement. L'auteur indique ensuite comment s'introduit la distorsion dans un tel système et comment on peut, en première approximation, évaluer son effet. Quelques résultats obtenus sur des équipements expérimentaux sont mentionnés en conclusion.

I. — Généralités sur la modulation codée.

La technique de la modulation par impulsions, au sens où l'on entend généralement ce terme peut être considérée désormais comme classique : les systèmes multiplex à modulation par impulsions sont passés du domaine du laboratoire à celui de la réalisation industrielle. Des modifications et des perfectionnements plus ou moins importants seront certes apportés aux types d'équipements déjà existants mais les principes de base sont maintenant bien établis ; les possibilités et les limites d'utilisation de ces systèmes sont également connues.

La modulation codée, par contre, est un procédé de modulation tout à fait récent qui, à vrai dire, n'a pas encore donné lieu à de véritables réalisations industrielles mais qui semble, par les possibilités qu'il présente, devoir prendre une place importante parmi les procédés actuels de modulation ou pour employer une expression à la mode, de transmission de l'information.

En quoi consiste la modulation codée ? (Aux U. S. A. PCM c'est-à-dire « Pulse Code Modulation »). Le signal à transmettre, signal d'une voie téléphonique par exemple, est une fonction continue du temps, $f(t)$, qui prend dans un intervalle donné une infinité de valeurs. Il n'est pas nécessaire, même pour une excellente transmission, de chercher à reproduire avec une fidélité scrupuleuse la forme exacte de cette fonction : on a droit à une certaine marge d'erreur qui se traduit par exemple par le fait que l'on peut admettre la présence d'une certaine quantité de bruit de fond, que l'on peut tolérer également une certaine distorsion non linéaire, etc... On notera encore que, du point de vue subjectif, on est amené à distinguer deux sortes de perturbations : les perturbations (bruit de fond, diaphonie, etc...) qui se présentent en l'absence de signal et celles qui interviennent lorsque le signal est présent. On admettra dans ce dernier cas une énergie de perturbations nettement plus importante que dans le premier. Pour une excellente conversation téléphonique les ordres de grandeur seraient à notre avis les suivants :

Perturbations en l'absence de signal 55 db en-dessous du signal ;

Perturbations en présence de signal 30 db en-dessous du signal.

Cette remarque est particulièrement importante en ce qui concerne les systèmes à modulation codée.

En modulation codée on part de cette idée que pour « définir » le signal avec la précision nécessaire il n'est pas besoin de disposer d'une échelle continue de valeurs mais que l'on peut se contenter d'une suite discrète de niveaux suffisamment rapprochés. On procède comme suit : on analyse à un instant donné, comme dans tout multiplex à répartition dans le temps, l'amplitude du signal à transmettre et l'on prend comme amplitude de cet échantillon la valeur du niveau de référence le plus proche (niveau h dans le cas de la figure 1).

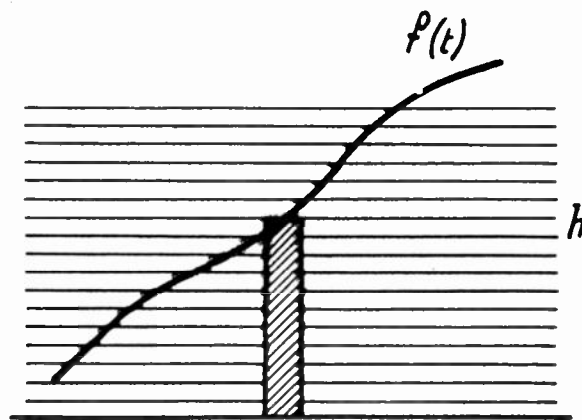


FIG. 1.

L'échantillon ne peut donc prendre qu'une suite finie de valeurs : c'est ce que l'on appelle souvent du nom assez suggestif de *quantification*. Plus la trame de quantification sera fine, plus la « définition » du signal sera bonne : il y a là en quelque sorte l'équivalent du nombre de lignes en télévision. Nous venons de parler d'amplitudes mais dans la pratique la grandeur à mesurer et à quantifier pourra être n'importe quel paramètre de modulation : largeur ou position d'une impulsion modulée par le signal, par exemple.

La deuxième opération est celle du *codage*. Chacun des échelons précédents peut être repéré par un numéro d'ordre : l'opération de codage fera correspondre à ce numéro un signal de code déterminé : on utilise en général pour cela, comme en télégraphie d'ailleurs, un code binaire c'est-à-dire à deux moments. Le procédé le plus courant consiste purement et simplement à écrire le numéro d'ordre de l'échelon dans un système de numération à base 2. Ainsi à l'échelon repéré par le nombre décimal 45 correspondra dans le système binaire le nombre :

101101

Le chiffre binaire 1 ou 0 sera représenté pratiquement par une impulsion qui sera ou présente ou absente. D'où pour l'exemple précédent la configuration suivante (code à 7 moments) :



FIG. 2.

On peut bien entendu imaginer des systèmes qui ne font pas correspondre à un nombre décimal son équivalent direct dans le système binaire mais un autre nombre binaire défini suivant un code déterminé. Ces genres de code sont d'ailleurs effectivement utilisés dans certains systèmes car ils présentent parfois des avantages techniques : ils sont peut-être cependant moins simples à mettre en œuvre que le système à transcription binaire pure et simple.

Du point de vue multiplex la modulation codée utilise bien entendu le procédé de la répartition dans le temps. Dans le cas de la transmission téléphonique les signaux des différentes voies seront analysés à une fréquence de répétition de 8.000 p/s par exemple, comme dans les systèmes à modulation par impulsions du type classique et les groupes d'impulsions de code relatives aux différentes voies se succéderont dans le temps les uns à la suite des autres.

Combien de chiffres binaires, c'est-à-dire finalement d'impulsions de code, nécessite la retransmission convenable de la parole ? Des considérations théoriques, d'une part et des essais expérimentaux effectués d'autre part sur deux types d'équipements à modulation codée construits au Service des Recherches et du Contrôle Techniques nous ont montré qu'il suffisait pour reproduire correctement la parole d'avoir à sa disposition une centaine d'échelons environ ce qui correspond à des nombres binaires de sept chiffres ($2^7 = 128$). Si l'on utilise pour réduire la « dynamique » de la parole, des systèmes compresseurs (complétés à la réception par les systèmes extenseurs correspondants) on peut même, semble-t-il, se contenter de 6 chiffres, c'est-à-dire d'un code à 6 moments.

Nous n'examinerons pas ici les possibilités théoriques et techniques de ces systèmes. Résumons simplement leurs caractéristiques essentielles :

— La bande passante nécessaire à une transmission en modulation codée n'est pas aussi prohibitive qu'on pourrait le penser : théoriquement pour discriminer entre l'absence et la présence d'une im-

pulsion de code il suffit que la bande passante de la transmission soit au moins égale à la moitié de la fréquence de répétition des impulsions de code. D'où à la limite pour une bande de modulation $0 - fm$.

$$B = N fm \text{ (bande limite théorique)}$$

N nombre des impulsions de code : 7 par exemple. La fréquence d'échantillonnage est, on le sait, au moins égale à $2 fm$.

— La protection de la modulation codée contre les perturbations d'origine externe est tout à fait remarquable : on se rend compte en effet aisément que pour reproduire à la réception le signal de code initial il suffit de pouvoir déterminer avec sécurité la présence ou l'absence d'une impulsion de code, cette « régénération » pourra s'effectuer sans ambiguïté même si les signaux parasites sont importants (bruit de fond, diaphonie, etc...). C'est cette propriété qui fait tout l'intérêt des systèmes à modulation codée et qui sera sans doute à la base de leur développement.

— Si l'on se place enfin à un point de vue purement technique on se doit de tenir compte de la complexité relativement grande de ces systèmes conduisant notamment à la mise en œuvre de lampes en nombre considérable ou de tubes très spéciaux ; ce facteur conditionnera vraisemblablement dans une certaine mesure l'utilisation de ce genre d'équipement. Remarquons toutefois que ces systèmes se prêteront, à notre avis, beaucoup mieux à la réalisation de câbles hertziens à grand nombre de voies que les systèmes multiplex à impulsions du type classique.

II. — Principe de la modulation en Δ .

La modulation en Δ , c'est tout d'abord, pourrait-on dire la réponse à cette question : est-il possible d'envisager un procédé de modulation codée à un seul chiffre binaire ? L'intérêt d'une telle question se comprend aisément : on imagine sans difficulté en effet que la manipulation de nombres à un seul chiffre soit plus facile que celle de nombres à 6 ou 7 chiffres par exemple et que certains organes puissent être de ce fait beaucoup simplifiés ; la simplification technique des systèmes à modulation codée est comme nous venons de l'indiquer un point important à considérer, la complexité actuelle des équipements du type PCM risquant de limiter le domaine d'utilisation de ces systèmes.

Il n'est pas question de définir une amplitude à l'aide d'un seul chiffre binaire tout ce qui est définissable de cette façon ne peut être qu'un élément différentiel de la fonction $f(t)$ du signal à transmettre : d'où le nom « modulation en Δ ». On analyse donc $f(t)$ à des instants suffisamment proches $t_0, t_0 + \tau, t_0 + 2\tau, \dots, t_0 + n\tau$. Le signal reçu $g(t)$ sera construit à partir du signal initial de la manière suivante : supposons qu'à un instant donné l'on ait :

$$g(t) = f(t - \tau)$$

$$f(t) = f(t - \tau) + \alpha$$

α peut être positif ou négatif : si α est positif par exemple on prendra pour $g(t + \tau)$:

$$g(t + \tau) = g(t) + \Delta$$

Nous verrons plus loin comment déterminer le mieux possible la valeur à donner à Δ compte tenu des fluctuations de α .

On poursuivra la construction de $g(t)$ de proche en proche ; soit :

$$g(t + \tau) \geq f(t + \tau)$$

on écrira alors :

$$g(t + 2\tau) = g(t + \tau) - \Delta$$

et ainsi de suite... On asservit en somme le signal reçu au signal à transmettre avec une erreur maxima de $\pm \Delta$ à condition toutefois que la relation suivante soit respectée :

$$f'(t) \times \tau \leq \Delta$$

Pour effectuer ces opérations d'asservissement qui nécessitent la comparaison du signal à transmettre et du signal reçu il faut bien entendu disposer d'un récepteur ou décodeur local comme le montre le diagramme de la figure 3.

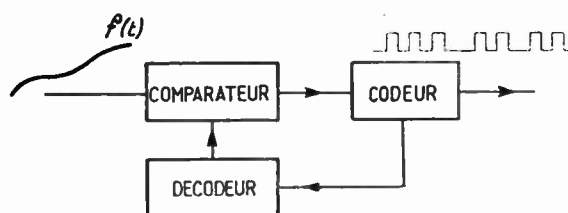


FIG. 3.

Quant au signal codé lui-même il se composera d'une suite d'impulsions se répétant à la fréquence $F = \frac{1}{\tau}$, chacune de ces impulsions pouvant prendre la valeur 0 ou 1, suivant que $f(t) - g(t)$ est positif ou négatif. La figure 4 indique clairement

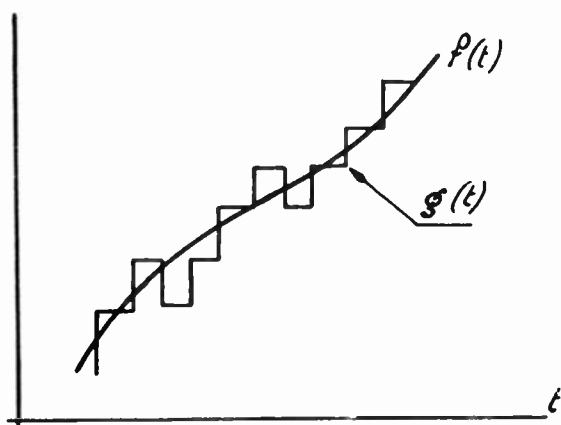


FIG. 4.

le processus de construction du signal $g(t)$ à partir du signal initial $f(t)$.

Dans la pratique on utilisera peut être de préférence aux échelons rectangulaires des échelons triangulaires qui s'adaptent mieux à la réalité physique des valeurs 0 et 1 : en effet l'échelon triangulaire positif correspondra par exemple à la charge d'un condensateur par une impulsion de courant de largeur τ , l'échelon négatif correspondant à la décharge du condensateur en l'absence de ce courant. Pour que les échelons soient égaux il faut évidemment, si le circuit de décharge n'est jamais coupé, que le courant de charge correspondant à la présence de l'impulsion de code, soit double du courant permanent de décharge.

$$I_1 - I_2 = I_2 \quad \text{ou} \quad I_1 = 2 I_2$$

I_1 courant de l'impulsion de charge

I_2 courant permanent de décharge.

La figure 5 représente la transmission d'un courant continu dans les deux cas : de toute façon il s'agit là de simples variantes techniques le principe reste bien entendu le même.

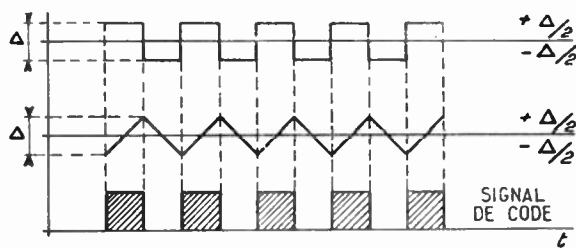


FIG. 5.

Les deux paramètres τ et Δ ne sont pas indépendants et le choix de la valeur à donner à l'un d'eux ne peut être fait sans tenir compte de l'autre. Le rapport $\frac{\Delta}{\tau}$ notamment dépend de la valeur maxima de la dérivée du signal que l'on désire transmettre ; on s'imposera par exemple la condition suivante :

$$\left| f'(t) \right|_{\max} = \frac{\Delta}{\tau}$$

Pour avoir une idée des valeurs de la dérivée du signal $f(t)$ on peut calculer par exemple la valeur quadratique moyenne de cette dérivée. Pour un spectre d'énergie uniforme dans une bande $0 - f_m$ on a si ρ est la densité spectrale :

$$\overline{f(t)^2} = \rho f_m$$

$$\overline{f'(t)^2} = 4 \pi^2 \int_0^{f_m} \rho f^2 df = \frac{4 \pi^2}{3} \rho f_m^3$$

ou encore en appelant $Seff$ et $Deff$ les valeurs efficaces du signal et de sa dérivée :

$$Deff = \frac{2 \pi}{\sqrt{3}} f_m Seff$$

Le cas de la parole elle-même est malgré tout assez différent : si l'on examine les courbes de répartition spectrale généralement admises pour la voix humaine on voit que l'énergie est maximum au voisinage d'une fréquence de 500 à 600 p/s pour les voix masculines et de 1000 à 1200 p/s pour les voix féminines. De part et d'autre de cette fréquence la densité spectrale décroît d'environ 6 db par octave. On en déduit pour la dérivée la répartition spectrale approchée suivante :

Au-dessus de la fréquence d'énergie maxima la densité énergétique de la dérivée de la parole croît d'environ 6 db par octave.

En-dessous de cette fréquence elle décroît très rapidement : environ 18 à 20 db par octave.

Bien que la répartition spectrale de la dérivée soit assez différente de celle d'un bruit de fond uniforme on se rend compte néanmoins que l'énergie de la dérivée est élevée pour les fréquences hautes.

Il semble donc, qu'il s'agisse d'un bruit de fond ou de la parole, que l'on ait intérêt à limiter la bande passante vers les hautes fréquences : il y a là un compromis à déterminer expérimentalement. Quant aux valeurs de crêtes pouvant être prises par la dérivée si l'on admet que la loi de probabilité est analogue à celle des amplitudes on se fixera par exemple une marge de fluctuations de 10 db au-dessus de la valeur efficace. Là aussi il y a un compromis à trouver entre deux types de distorsions dont nous dirons un mot maintenant.

III. — Distorsion en modulation de Δ .

Dans un système du type PCM la distorsion peut prendre différentes formes : distorsion non linéaire comme dans tout système de modulation, distorsion ou bruit provenant des erreurs de codage susceptibles de se produire pour différents niveaux du signal à coder (défaut particulièrement sensible dans certains types de codeurs) et enfin distorsion due à l'existence même des échelons de quantification et que l'on nomme en général « bruit de quantification ».

En modulation de Δ il peut y avoir d'abord une distorsion non linéaire affectant l'ensemble du signal. Cette distorsion apparaît si la dérivée du signal est supérieure en module au rapport $\frac{\Delta}{\tau}$.

La figure 6 donne un exemple de ce genre de distorsion : nous n'avons dessiné que la valeur moyenne du signal reçu $g(t)$ sans tenir compte des fluctuations d'amplitude Δ autour de cette valeur moyenne.

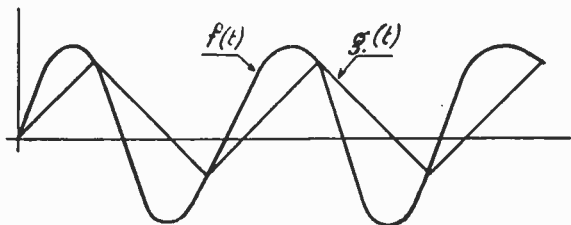


FIG. 6.

Ce genre de distorsion n'est pas en principe très gênant puisqu'il suffit de choisir une valeur convenable de $\frac{\Delta}{\tau}$ pour l'éliminer. C'est en somme l'équi-

valent de ce qui se passe dans un système PCM quand le signal dépasse les limites qui lui sont fixées par le domaine de quantification.

Si nous supposons cette cause de distorsion éliminée il subsiste cependant la distorsion ou bruit de fond due à la définition insuffisante du signal. Essayons d'abord de comparer les énergies respectives du signal et de l'erreur ; nous avons vu que dans le cas d'un bruit de fond uniforme on trouvait :

$$Deff = \frac{2\pi}{\sqrt{3}} fm Seff$$

En admettant que nous devons pouvoir transmettre des valeurs de la dérivée supérieures à $Deff$ d'un certain nombre de décibels nous obtenons une relation de la forme suivante :

$$\frac{\Delta}{\tau} = K \times \frac{2\pi}{\sqrt{3}} fm Seff$$

d'autre part l'énergie de l'erreur ne dépassera pas dans le cas d'échelons triangulaires la valeur $\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta}{2} \right)^2$

D'où en posant $F = \frac{1}{\tau}$ fréquence des impulsions de code :

$$\frac{S^2}{B^2} = \frac{8}{1\pi^2 \times \frac{3}{3} \times K^2} \times \left(\frac{F}{fm} \right)^2 = \frac{2}{3} \times \frac{1}{K^2} \times \left(\frac{F}{fm} \right)^2$$

Le rapport $\frac{\text{énergie du signal}}{\text{énergie de l'erreur}}$ est donc fonction essentiellement du rapport $\frac{F}{fm}$ et ne dépend pas de la valeur de Δ .

C'est l'énergie totale de l'erreur qui figure dans cette expression ; en réalité ce qui nous intéresse c'est la fraction de cette erreur comprise du point de vue spectral dans la bande $0-fm$. Cette erreur peut être semble-t-il assez bien représentée par la superposition d'un signal d'erreur (échelons triangulaires ou rectangulaires) de période 2τ (fréquence $\frac{F}{2}$) et d'une dent de scie d'amplitude Δ et de période aléatoire fonction de la forme du signal $f(t)$.

Supposons par exemple que nous transmettions une composante continue ($f(t) = c^*$). Le signal d'erreur, théoriquement du moins, est formé d'une suite périodique ($T = 2\tau$) d'échelons triangulaires ou rectangulaires : il n'y a pas de composante dans la bande $0-fm$. Si la courbe $f(t)$ peut être assimilée à sa tangente pendant un temps convenable :

$$\left| f'(t) < \frac{\Delta}{\tau} \right|$$

la valeur moyenne de l'erreur prendra l'allure d'une dent de scie dont la période instantanée aura pour valeur :

$$\theta = \frac{\Delta}{|f'(t)|}$$

si la valeur maxima de $f'(t)$ est précisément $\frac{\Delta}{\tau}$ on trouve comme fréquence la plus élevée de cette erreur la fréquence $F = \frac{1}{\tau}$ (transmission d'une droite de pente maxima). Mais toutes ces fréquences ne sont pas également probables : cela dépend de la loi de répartition des valeurs de la dérivée. En admettant par exemple comme bande passante de ce bruit celle qui correspond à la valeur efficace de la dérivée du signal, on obtient en appelant φ cette bande passante :

$$\varphi = \frac{Deff}{\Delta}$$

d'autre part nous avons posé :

$$Deff = \frac{1}{K} \frac{\Delta}{\tau}$$

K mesurant l'écart entre les crêtes de la dérivée et sa valeur efficace d'où :

$$\varphi = \frac{1}{K\tau} = \frac{F}{K}$$

le rapport entre l'énergie totale de l'erreur et la fraction comprise dans la bande $0 - fm$ serait donc de l'ordre de :

$$\frac{F}{Kfm}$$

Dans ces conditions le rapport signal/bruit aurait pour ordre de grandeur :

$$\left[\frac{S^2}{B^2} \# \frac{2}{3} \frac{1}{K^3} \left(\frac{F}{fm} \right)^3 \right]$$

Si $K = 3$ par exemple (valeurs de crêtes supérieures de 10 db à la valeur efficace) et si $F = 30 fm$ on trouve :

$$\frac{S^2}{B^2} \# 26 \text{ db}$$

Bruit en l'absence de signal. Nous avons vu qu'en principe la transmission de $f(t) = C^* e^{j\omega t}$ donnait lieu à un signal d'erreur de période 2τ bien définie :

de même à $f(t) = \frac{\Delta}{\tau} t$ correspondait une erreur de période τ . Nous avons supposé que les échelons positifs et négatifs étaient rigoureusement égaux, en réalité il n'en est pas ainsi dans la pratique. Si par exemple l'échelon positif a pour valeur $\Delta(1 + \epsilon)$ l'échelon négatif ayant pour valeur Δ le signal $g(t)$ construit à partir de $f(t) = C^* e^{j\omega t}$ aura une pente

générale égale à $\frac{\Delta}{\epsilon\tau}$. On aura donc superposée au signal d'erreur initial une dent de scie d'amplitude Δ et dont la fréquence f_p sera telle que :

$$\frac{\epsilon\Delta}{\tau} = \Delta f_p \quad \text{c'est-à-dire : } f_p = \frac{\epsilon}{\tau}$$

Il faut tenir compte en outre des fluctuations aléatoires des caractéristiques des circuits qui font que ϵ ne sera pas absolument constant. On aura donc finalement en l'absence de conversation un signal parasite d'énergie proportionnelle à Δ^2 et de fréquence variable d'une façon aléatoire autour de $\frac{\epsilon}{\tau}$.

Si ϵ est faible on aura un signal parasite dans la bande $0-fm$ et de fréquence d'autant plus fluctuante que ϵ sera petit, pour des fluctuations données des caractéristiques des circuits. Pour éviter ce défaut assez gênant, il semble souhaitable de disposer d'une

part d'une fréquence $F = \frac{1}{\tau}$ assez élevée et d'autre part de pouvoir fixer une valeur assez précise à ϵ . Si l'on peut maintenir par exemple l'écart des deux échelons entre 10 et 20 % f_p sera compris entre $\frac{F}{10}$ et $\frac{F}{5}$.

Ceci suppose que toutes les tensions moyennes de fonctionnement ne subissent pas de fluctuations supérieures à $\pm \frac{\Delta}{2}$. En réalité il semble plus intéressant de rechercher l'égalité des échelons par équilibrage automatique, en s'efforçant de maintenir stable à mieux que $\frac{\Delta}{2}$ la tension de fonctionnement correspondant à cet équilibre.

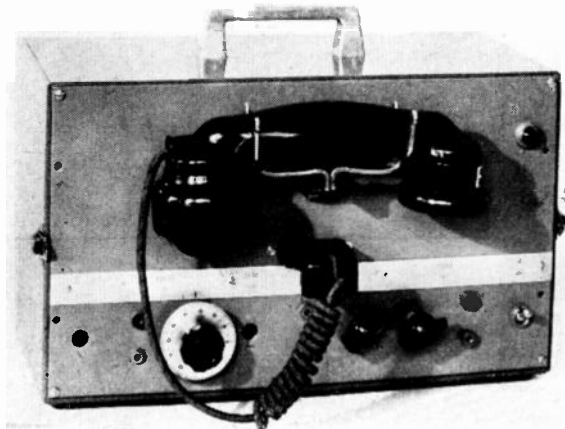
IV. — Conclusion.

Les considérations théoriques précédentes sans être très complètes nous permettent d'apprécier la qualité que l'on peut attendre d'un système utilisant la modulation en Δ : l'étude de la distorsion nous a montré que le rapport signal/bruit était proportionnel à $\left(\frac{F}{fm}\right)^3$ (F fréquence des impulsions de code, fm fréquence maxima de modulation) à un facteur près, fonction de la marge que l'on réserve pour le passage des crêtes de $f'(t)$. D'autre part l'existence d'un bruit parasite en l'absence de signal nécessite la mise en œuvre d'un procédé convenable d'élimination de ce bruit.

Si l'on compare du point de vue de la qualité téléphonique un système à modulation en Δ et un système type PCM on se rend compte qu'à bande passante égale (même fréquence de répétition des impulsions de code), un système de modulation en Δ est sensiblement équivalent à un système PCM à 6 moments. Des essais effectués sur des équipements expérimentaux construits au SRCT confirment ce résultat. Par contre, pour des fréquences d'impul-

sions de code plus élevées le système PCM devient théoriquement du moins d'une qualité nettement meilleure ; d'un côté le rapport signal/bruit croît comme le cube du nombre des impulsions de code tandis que dans l'autre il croît exponentiellement en fonction de ce nombre. Il convient de remarquer toutefois que la difficulté de réalisation d'un système croît aussi pratiquement en fonction exponentielle du nombre des moments du code : en passant de n impulsions de code binaire à $n + 1$ la bande passante de transmission n'augmente que de $\frac{100\%}{n}$ mais la définition du signal est doublée en même temps que la difficulté technique de réalisation.

Les avantages techniques d'un système utilisant la modulation en Δ semblent, comme nous l'avons déjà indiqué particulièrement intéressants. Le fait de n'avoir besoin que d'une impulsion de code par voie simplifie beaucoup les problèmes posés par les



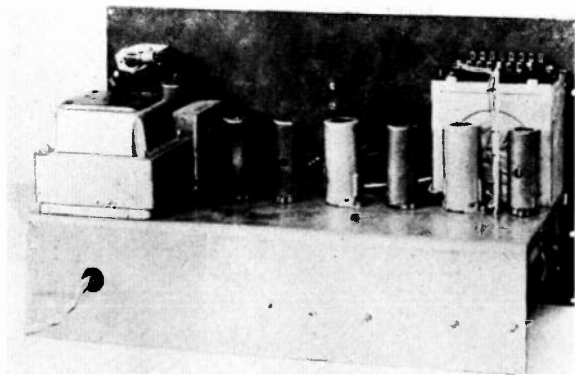
Vue avant

Équipement S.R.C.T. à une voie téléphonique en modulation de Δ

chaînes de synchronisation d'un système en modulation codée ordinaire : les organes de voies eux-mêmes seraient d'une complexité sensiblement équivalente dans les deux cas. La diminution de la complexité des organes généraux d'un équipement multiplex est un point à étudier avec soin car de la sécurité de fonctionnement de ces organes, de leur facilité de maintenance dépend pour la plus grande part le bon fonctionnement de l'ensemble de l'équipement. C'est là notre avis un point important en faveur d'un équipement de modulation codée à un seul

chiffre. S'il s'agit non plus de quelques voies, mais d'une seule voie à transmettre en modulation codée, la suppression de toute chaîne de synchronisation rendue possible par l'utilisation d'un seul chiffre entraîne une simplification encore plus importante.

Dans le système expérimental à une voie en modulation de Δ étudié au SRCT nous avons pris comme fréquence de répétition des impulsions de code : 100 kc/s, ce qui permet de passer très correcte-



Vue arrière

ment la bande 300 p/s — 3400 p/s. L'équipement n'utilise que des lampes conventionnelles en nombre très réduit d'ailleurs. La qualité téléphonique est sensiblement celle du système en modulation codée à 6 moments réalisé d'autre part. La bande passante minimum d'une telle transmission est donc d'au moins 30 fois la bande téléphonique elle-même. On conçoit que, de ce point de vue, l'utilisation d'un tel système soit d'abord envisagée dans le cadre des faisceaux hertziens, la même remarque s'appliquant d'ailleurs d'une façon générale à tous les procédés modernes de modulation à grande largeur de bande.

BIBLIOGRAPHIE

E.-G. BEARD. — *Some notes on methods of pulse modulation* (*Journal of the British I. R. E.*, juillet 1950).

L.-J. LIBOIS. — *Un nouveau procédé de modulation codée : la modulation en Δ* (*Echo des Recherches*, avril 1951).

LES TUBES CATHODIQUES

POUR RÉCEPTEURS DE TÉLÉVISION AUX U. S. A.

PAR

Guy-G. ESCULIER

Ingénieur-Conseil

Ancien élève de l'Ecole Polytechnique ; en mission aux U.S.A.

Nous avons vu, au cours de précédents articles (1), quelle a été l'ampleur du développement commercial de la télévision aux Etats-Unis depuis la fin du dernier conflit mondial. Nous avons également évoqué les solutions qui permettent à la production de faire face à un extraordinaire volume de ventes. Nous allons maintenant considérer une section de l'industrie électronique qui a subi les conséquences les plus directes de cet essor : celle des tubes cathodiques.

La fabrication de quelque sept millions de récepteurs de télévision en une année amène évidemment un important volume d'affaires aux industries chargées d'approvisionner les constructeurs en pièces détachées et en tubes électroniques. Si la vingtaine de tubes utilisés sur chaque récepteur constitue évidemment un nouveau débouché important pour les

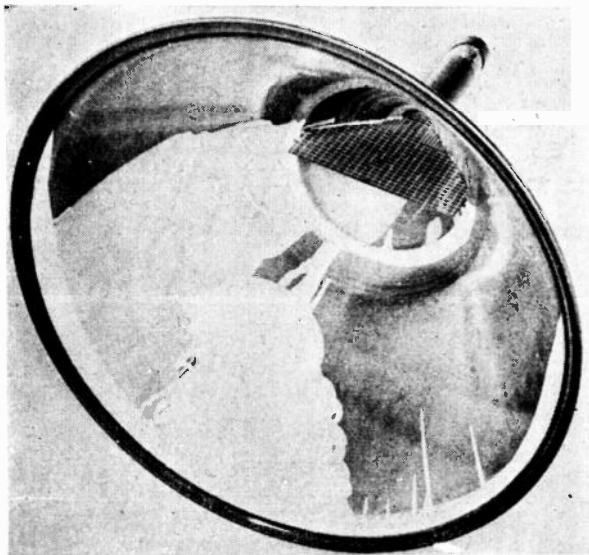


FIG. 1. — Maquette d'étude pour un nouveau modèle de tube cathodique à grande ouverture.

fabricants de tubes à vide, aucun changement n'a été aussi radical que celui qui s'est produit dans le domaine des tubes cathodiques : réservés auparavant à la construction d'appareils de mesure, ceux-ci avaient, au cours de la dernière guerre, connu un

certain développement, d'ailleurs très spécialisé, en vue de leur utilisation sur les indicateurs des radars. Mais le développement de la télévision allait définitivement porter cette industrie à un niveau beaucoup plus important.

Techniquement, le développement de tubes cathodiques pour la télévision peut être orienté selon les lignes différentes suivant la méthode adoptée pour l'observation de l'image : celle-ci est de toutes façons obtenue à l'origine sur un écran de tube cathodique, mais trois solutions sont alors possibles :

1. *L'observation directe*, pour laquelle les dimensions de l'écran jouent un rôle essentiel.

2. *L'agrandissement optique* de l'image obtenue sur un écran de dimensions réduites, à l'aide d'un système plus ou moins complexe de lentilles.

3. *La projection* de l'image fournie par un écran, de surface également assez restreinte, sur un écran de cinéma proportionné aux dimensions de la salle.

De nombreuses recherches et de nombreux essais ont été effectués dans ces deux derniers domaines et ils ont conduit à des résultats intéressants. Des systèmes de ce genre sont d'ailleurs utilisés, par exemple dans les studios de télévision pour permettre aux spectateurs de l'émission d'observer simultanément l'image transmise sur les ondes.

Néanmoins l'extension commerciale de ces développements et leur utilisation dans les récepteurs domestiques n'a pas été développée ici pour des raisons pratiques : qualité de l'image, champ de vision, commodité de l'usager et prix de revient.

La seule voie restant ouverte, celle de la vision directe, allait donc conduire à rechercher des solutions sans cesse améliorées au problème qui consiste à obtenir :

- une image de qualité,
- sur un écran de grande dimension,

(1) Voir *Onde Electrique*, N° 292 et 293-294 (Juillet et Août, Septembre 1951).

— à un prix de revient convenable (tant pour le tube cathodique lui-même que pour les circuits associés).

En fait le problème des tubes cathodiques est intimement lié avec ceux des circuits des récepteurs et en particulier des circuits de déflection. Ceci explique en partie le succès dans ce domaine de firmes initialement spécialisées dans les tubes cathodiques et qui ont ensuite abordé la construction en série de récepteurs commerciaux. L'existence d'un enchevêtrement de problèmes électroniques et mécaniques pose en outre l'essentielle question de l'organisation des Etudes et du Développement des nouveaux modèles sur laquelle nous reviendrons plus loin.

Auparavant, nous allons examiner l'évolution des tubes de télévision depuis 1946 dans leurs dimensions, leurs prix, leurs circuits annexes et leurs résultats généraux.

Evolution des tubes cathodiques de télévision depuis 1946

En 1946 les modèles les plus populaires de récepteurs de télévision comportaient des tubes à face circulaire de diamètres allant de 18 à 25 cm. En 1947, la tendance vers des écrans plus grands allait se préciser et en 1948, un diamètre de 30 cm était considéré comme un minimum. En 1950, cette limite était portée à 41 cm.

Simultanément, l'activité des laboratoires de recherche s'était concentrée vers de nouvelles solutions pour réaliser des écrans plus grands d'une façon plus économique. L'adoption de tubes à écrans rectangulaires et l'utilisation d'enveloppes métalliques constituent les étapes essentielles des progrès réalisés. Récemment un nouveau pas a été franchi commercialement : l'augmentation de l'angle d'ouverture du faisceau conique qui est porté à 90°, ce qui permet de réduire notablement la longueur des tubes.

Les modèles actuels les plus courants utilisent des diamètres de 43 ou 48 cm et l'on trouve des modèles de série de dimensions supérieures : 51, 61 et 76 cm.

En dépit de cette augmentation continue de la taille des écrans, les progrès techniques ont permis de maintenir sensiblement constants les prix du tube cathodique utilisé. A titre d'exemple, nous citerons les prix de trois modèles de tubes cathodiques entre 1947 et 1951 (chiffres dus à l'amabilité de Allen B. Du Mont Laboratories) :

DIAMETRES	30 CM	38 CM	48 CM
ANNEES			
1947	69.75	129.50	
1948	69.75	129.50	
1949	43.25	75.75	128.75
1950	35.75	50.00	91.00
1951 (début)	35.75	50.00	89.00
Actuellement	35.75	50.00	66.00

N. B. — Les prix sont indiqués en dollars (Frs 350 au cours officiel).

On peut constater sur ces données que les prix sont sensiblement réduits de moitié lorsque le modèle envisagé est adopté couramment et construit en grande série. L'usine d'Alewood de Du Mont, d'une superficie de 18 000 m², peut atteindre une cadence annuelle de 1 million de tubes cathodiques, et son chiffre d'affaires annuel excède 7 milliards de francs. Elle n'excède cependant pas, semble-t-il, quelque dix ou quinze pour cent du marché américain dans ce domaine.

Les résultats atteints par les constructeurs de tubes cathodiques n'ont de sens que si les récepteurs de télévision sont, eux aussi, améliorés et si des économies sont réalisées dans les circuits, et ceci nous conduit à dire un mot des problèmes de concepteur et d'études.

Réduction des prix de récepteurs

Des résultats remarquables étant par ailleurs atteints en fabrication pour construire un modèle donné avec un nombre d'heures de main-d'œuvre extrêmement réduit et qui est de l'ordre de quinze heures, la seule autre voie possible d'économies réside dans la technique proprement dite : en dehors des tubes cathodiques qui (représentent quelque 15 à 25 % du prix d'un récepteur), deux éléments de circuit ont surtout donné lieu à des progrès sensibles :

a) *L'amplificateur de déflection horizontale*, qui est l'une des sources principales de consommation de puissance, alors que la production d'un courant de déflection dans une self inductive n'en exige théoriquement pas : l'emploi de noyaux en fer divisé avait apporté une première solution à l'obtention d'un meilleur rendement, plus récemment l'utilisation de ferrites (oxydes de fer magnétiques fondus) a conduit à des résultats bien supérieurs mais l'apparition de résonances et d'instabilité a quelque peu freiné l'avance rendue possible.

Ces progrès ont, en tout cas, rendu économiquement possibles les augmentations des dimensions des écrans ;

b) *Le système de synchro horizontale* : les premières réalisations de commande automatique de la fréquence comportaient 3,5 tubes à vide et ce nombre est aujourd'hui réduit à 1 avec des résultats sensiblement égaux, si ce n'est la nécessité d'un réglage accessoire pour corriger la moins bonne stabilité à longue échéance.

En dehors de ces points particuliers, les services d'Etudes et de Conception des nouveaux modèles rendent possibles d'importantes économies :

- par le choix des montages adoptés ;
- par le choix des pièces détachées utilisées ;
- par l'établissement de spécifications qui ne soient pas surabondantes mais soient assez « serrées »
- par une conception mécanique soigneusement étudiée en vue de la fabrication en série ;

et surtout :

- par la réduction des pertes de temps en fabrication qui sont dues à l'inconstance des pièces déta-

chées, des sous-ensembles ou de l'assemblage. Un long travail d'essais systématiques de tous les aléas possibles permet de mettre en place une série de contrôles successifs qui rendent les incidents très rares. Cette phase constitue, selon un spécialiste, 90 % du temps d'étude avant la mise en fabrication, mais est un des éléments essentiels du futur prix de revient et de la qualité du matériel construit.

Meilleures qualités de fonctionnement

Les objectifs essentiels des constructeurs sont régis par l'existence d'une concurrence très vive dans un marché cependant très important et celle-ci les conduit à rechercher la satisfaction de leur clientèle et des arguments de vente pour leurs dépositaires et leurs services de publicité, et ce, en particulier :

a) *par des améliorations de la qualité des images.*

D'où l'augmentation des dimensions d'écrans, la réalisation de meilleurs circuits de réception et de balayage et en particulier l'augmentation de la tension d'accélération du tube cathodique ;

sont intimement liés à ceux qui sont réalisés en production pour ne pas faire de chaque récepteur en construction un « cas particulier ». Un long travail de mesures systématiques réalisées sur une pré-série pendant deux à trois mois, permet d'obtenir des résultats certains au même titre que l'étude du prototype a permis d'en rendre la conception définitive plus économique. L'influence des variations accidentelles du secteur, de la température, de l'humidité des dispersions présentées par les valeurs réelles des résistances ou des capacités ou par les caractéristiques des tubes, l'étude de l'influence de la défaillance d'un élément sur le reste du récepteur, etc... sont autant de facteurs qui doivent être soigneusement analysés. Les spécifications énoncées et les contrôles établis en production sont alors la meilleure garantie d'une construction avec un minimum d'incidents imprévus et d'un meilleur fonctionnement chez le client.

Les considérations sur la qualité du matériel produit nous amènent à dire un mot de l'organisation des services techniques d'Etudes et de Conception qui ont pour charge un programme aussi copieux qu'impérieux et la qualité de l'organisation est alors

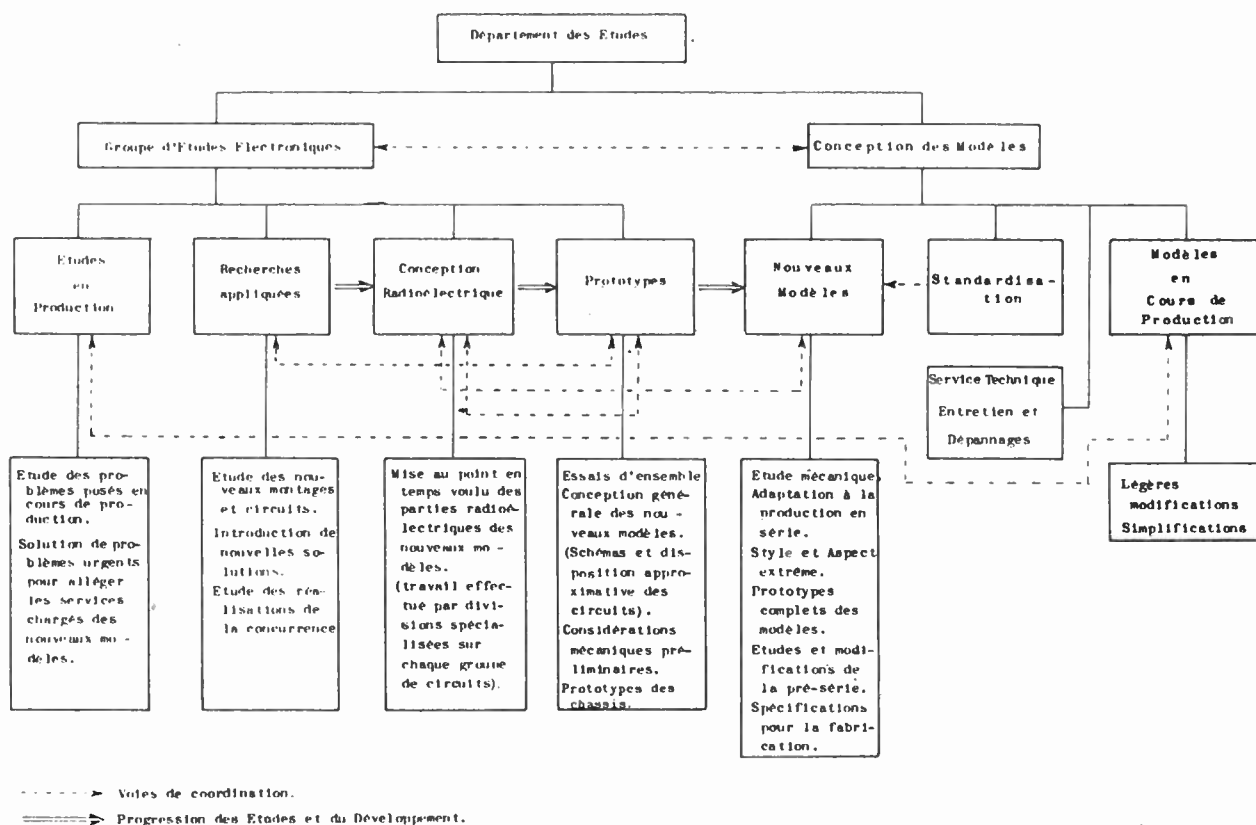


FIG. 2. — Organigramme d'un Département d'Etudes de Récepteur TV.

b) *par la réduction des troubles de réception dus aux parasites et aux interférences avec d'autres émetteurs (de télévision ou de modulation de fréquence)*

c) *par la réalisation d'un fonctionnement plus sûr, problème plus complexe que pour les récepteurs de radiodiffusion tant par le nombre des circuits que par la sensibilité de certains d'entre eux ou l'usage de tensions plus élevées. Les progrès dans ce domaine*

la première condition pour parvenir à celle de la production.

Meilleure organisation des Etudes

Nous avons vu dans un précédent article combien étaient complexes les problèmes posés par le planning d'une production à flot continu d'une grande quanti-

té d'appareils avec des stocks n'excédant pas les besoins de quelques journées de fabrication: Le passage d'un modèle à un autre, une nécessité pour le moins annuelle, pose des problèmes bien plus complexes encore, si l'on veut réduire le temps mort au minimum : les services chargés d'étudier et de mettre au point le nouveau modèle et de préparer sa mise en production sont donc soumis à des règles d'horaires aussi strictes que le département de construction. Leur « produit » est cependant le résultat d'une longue succession de recherches, d'études, d'essais, de mises au point, de modifications et de compromis qui font appel tant à la technique électronique elle-même qu'à l'ingéniosité que nécessite la mise en place des éléments de la conception mécanique du châssis. Ce n'est pas là l'affaire d'un seul ingénieur ni d'un seul groupe d'études, mais au contraire d'un ensemble de groupes spécialisés dont l'action soit coordonnée et organisée logiquement.

Il existe essentiellement trois canevas possibles pour faire face à un tel problème :

1. Séparer les *Etudes Electroniques* et la *Conception Mécanique*, cette dernière s'effectuant après que l'étude radioélectrique soit achevée.

Cette solution, claire et séduisante, allonge en fait au maximum les délais d'achèvement et consti-

tue un frein indésirable dans une industrie qui a évolué aussi rapidement depuis 1916.

2. Concentrer aux mains d'un responsable, pour gagner du temps, la *Conception des Modèles* : ceci va à l'encontre des méthodes systématiques d'approche que nous avons suggérées car ce responsable doit « avoir l'œil » sur trop de détails et sur des activités trop diverses. On risque bien souvent de ne pas trouver le titulaire idéal d'un tel poste.

3. Adopter un schéma d'organisation qui consiste à diviser le travail entre des *groupes successivement chargés d'une étape* du développement et qui restent, par ailleurs, disponibles à titre de « conseils » pour les autres groupes. La figure 2 donne la configuration proposée et indique les rôles assignés à chaque section. Cette solution, utilisée ces dernières années, a donné les meilleurs résultats car, en fait la succession indiquée n'est pas suivie à la lettre et une certaine simultanéité est atteinte dans la réalisation des étapes. Une excellente coordination interne et une coopération avec le service des achats et avec la production sont nécessaires pour obtenir les bons résultats annoncés.

Qu'il me soit permis pour conclure de remercier la Société Allen B. Du Mont pour l'aide qu'elle m'a apportée dans la réunion de certaines données et dans la rédaction de cet article.

A. F. PHILIPS

C'est à l'aube du dimanche 7 octobre 1951 que s'éteignit, à l'âge de 77 ans, Anton Frederik Philips, l'un des fondateurs du concern Philips.

A. F. Philips naquit à Zaltbommel (Pays-Bas) le 14 mars 1874. Son père, B. F. D. Philips, banquier d'état, le destina d'abord aux affaires bancaires. En 1895, à l'âge de vingt ans, il fut prié d'assister son frère G. L. F. Philips, son aîné de 16 ans, dans l'exploitation de la fabrique des lampes à incandescence érigée à Eindhoven en 1891, en ce sens qu'il serait chargé de la partie commerciale. Non seulement il parvint à faire franchir à la jeune entreprise les premières années, parsemées de difficultés, mais il s'imposa rapidement, à côté de son frère, comme la force stimulante de cette industrie.

Il était profondément convaincu de la nécessité des recherches scientifiques. La réalisation d'un nouveau bâtiment pour le Laboratoire de Physique — fondé en 1914 — fut l'une des premières tâches auxquelles il s'attela lorsque, après le désistement

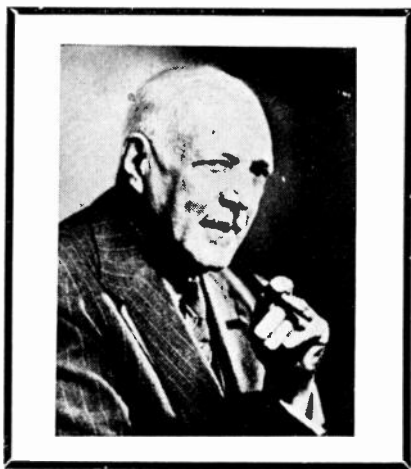
de son frère en 1922, il devint le chef unique du concern. Bien qu'il ne fût pas un technicien, il présida à plusieurs reprises, avec une grande autorité, des réunions techniques au laboratoire visant la mise au point d'un nouveau produit important.

En 1939, le docteur A. F. Philips démissionna comme directeur-président, mais pendant les années suivantes, de 1940 à 1945, il s'occupa aux Etats-Unis des intérêts du concern et de ses relations d'outre-mer.

Au mois de mai 1951, son mauvais état de santé l'empêcha d'assister personnellement aux festivités organisées à l'occasion du soixantième anniversaire de la fondation des Usines Philips. Mais la télévision lui permit de suivre les événements les plus importants, ce qu'il fit avec le plus vif intérêt.

Jusqu'au dernier moment, il s'intéressa vivement aux problèmes d'avenir de l'industrie Philips dans ses diverses branches.

(Extrait de la « Revue Technique Philips »).





MCB & VERITABLE ALTER
 11, Rue Pierre Lhomme, COURBEVOIE — Défense 20-90
 POTENTIOMÈTRES DE TRÈS GRANDE PRÉCISION
 RÉSISTANCES ET RHÉOSTATS -- SELFS ET TRANSFORMATEURS
 CONDENSATEURS MICA ET CÉRAMIQUE

TÉLÉVISION
 ÉMISSION — RÉCEPTION

MESURES HF



VOLTMÈTRE ÉLECTRONIQUE
VE 15
 Notice 7519

THERMOCOUPLES
DANS LE VIDE
 Notice 7501

OSCILLOGRAPHÉ HF
OCP 41
 Notice 7515

COMPTEURS
MONTRouGE

COLLECTION "HAUTE TECHNIQUE"
 DES

ÉDITIONS CHIRON

Volumes reliés pleine toile grenat

L. BOE
DIPOLÉS ET QUADRIPOLES
 148 pages — 1.300 fr.

BRAINERD
TECHNIQUE DES ULTRA-HAUTES FRÉQUENCES
 614 pages — 2.600 fr.

L. CHRÉTIEU
TRAITÉ DE RÉCEPTION DE LA TÉLÉVISION
 144 pages — 700 fr

L. CHRÉTIEU
TRAITÉ DE PHYSIQUE ÉLECTRONIQUE
 400 pages — 1.800 fr.

P. MOURMANT
LE CALCUL GRAPHIQUE DES CIRCUITS SÉRIE-PARALLÈLE
 404 pages — 1.900 fr.

S. OSTROVIDOW
TRAITÉ DE RADIOGUIDAGE
 232 pages — 1.400 fr

A. ROBERTS
BALISES RADAR
 640 pages — 3.100 fr.

40, rue de Seine, **PARIS-6^e** — C. C. P. Paris 53-35

IMPORTANTE SOCIÉTÉ
 Région Méditerranéenne

ouvre
EXAMEN POUR RECRUTEMENT
AGENTS TECHNIQUES RADIO-ÉLECTRICIENS
 ADRESSER CANDIDATURE
 A LA REVUE QUI TRANSMETTRA
 40, Rue de Seine — **PARIS-6^e**

L'ONDE ÉLECTRIQUE

PRIX : 200 FRANCS

Diagram illustrating a frequency-modulated signal. The signal is represented as a series of rectangular pulses with varying widths and heights, indicating frequency changes. The central frequency is labeled $f = 9375 \text{ Mc/s}$. The frequency deviation is indicated by $\pm f = 40 \text{ Mc/s}$. The total frequency range is marked as 9314 Mc/s and 9436 Mc/s . The modulation rate is indicated by 2 Mc/s and 40 Mc/s .

U.S. Bureau of Standards
Central Propagation Laboratory
Library
Colorado

Ampli video
1/2 118
de pass.
0.5 Mc/s

Sortie
video

Fig. 8-13. - Éléments de récepteur léger et de faible puissance.
oscillateur local modifié en fréquence, conçu pour la balise por-
cs, AM/DM. (a) Conducteurs allant aux bornes de la cour-
sance. (b) Oscillateur à 40 Mc/s. (c) Entrée MF. (d) Amplifi-
cateur à deux étages. (e) Deuxième détectrice. (f) Amplificateur vidéo. (g) Mo-
dèle de déclenchement de sortie).

BALISES RADAR

Le dernier ouvrage traduit
en français de la collection
du M. I. T. Un ouvrage de 640 pages,
236 figures, 15 x 24 cm. Relié pleine toile.

LIRE DANS CE NUMÉRO

Procédés de calcul concernant les couplages magnétiques à l'émision - V. Familier
Lignes bifilaires à haute flexibilité et à grande diminution radiale du champ, pour la transmission des hyperfréquences - V. Kleinwachter et R. Weiss
Diffraction des ondes électromagnétiques par des ouvertures dans les écrans plans conducteurs (suite) - J. P. Vercuet
L'application des méthodes d'analyses électromagnétiques à l'étude des suspensions d'automobile
G. Cahen

Contrôle
RADARS...

test SET RADAR

FRÉQUENCE · SENSIBILITÉ · PUISSANCE
SPECTRE DE L'IMPULSION
ETC.



LABORATOIRES

BUREAUX ET USINE
6, RUE JULES-SIMON - BOULOGNE-SUR-SEINE
TÉL. : MOLITOR 37-00



R. DERVEAUX

LABORATOIRES
64, RUE DU CHATEAU - BOULOGNE-SUR-SEINE
TÉL. : MOLITOR 73.90 et 91

Ag. PUBLÉDITEC-DOMENACH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE 2000 F

ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

200 francs

Vol. XXXII

FÉVRIER 1952

Numéro 299

SOMMAIRE

	Pages
Procédés de calcul concernant les couplages magnétiques à l'émission	V. FAMILIER 39
Ligne bifilaire à haute flexibilité et à grande diminution radiale du champ, pour la transmission des hyperfréquences	H. KLEINWÄCHTER et H. WEISS 46
Les antennes super-directives	P. AIGRAIN 51
Diffraction des ondes électromagnétiques par des ouvertures dans les écrans plans conducteurs (suite)	J. P. VASSEUR 55
Analyses	5 à 8A

Sur la couverture :

Le dernier ouvrage traduit en français de la collection du M. I. T. Un ouvrage de 640 pages, 236 figures, 15×24 cm. Relié pleine toile.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Électrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3^o Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4^o Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse)

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1^o Membres titulaires, particuliers 1 600 F
— sociétés ou collectivités 6 000 F. } au gré
12 000 F. } de la Société
ou 25 000 F. } ou Collectivité

2^o Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 600 F.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 300 F.

3^o Membres à vie .

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 12 000 F.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.

5^o Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ
MM.

- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
- 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
- 1924 R. DE VALBREUZE, Ingénieur.
- 1925 † J.-B. POMEY Inspecteur Général des P. T. T.
- 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
- 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
- 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
- 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
- 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
- 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
- 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
- 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
- 1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
- 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
- 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
- 1937 F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
- 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
- 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
- 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
- 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
- 1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
- 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire Nationa. de Radio-électricité.
- 1948 Le Prince LOUIS DE BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
- 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
- 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :
Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.
Président désigné pour 1952 :
M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.
Vice-Présidents :
MM. G. LEHMANN, Directeur scientifique du L. C. T.
B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.
R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.
Secrétaire Général :
M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.
Trésorier :
M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.
Secrétaires :
MM. J. DOCKES, Ingénieur des P. T. T.
J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.
H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	M. de MARE.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. AUBERT.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. GOUDET.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN	M. CBARIET.
			M ^{me} COURTILLOT.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10 Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

OFFRES D'EMPLOI

- 01. — Importante usine de constructions d'appareils de mesures électroniques, recherche pour région Sud-Est, jeunes Ingénieurs ayant quelques années de pratique, pour laboratoire de recherches. Situation d'avenir. Envoyer lettre manuscrite et curriculum vitae détaillé. Ecrire à la Société qui transmettra.
- 02. — Usine pièces détachées recherche Ingénieur très expérimenté matériel professionnel. Ecrire à la Société qui transmettra.
- 03. — Ingénieur I.E.G., connaissant anglais, allemand, russe, italien cherche situation. Ecrire à la Société qui transmettra.
- 04. — « Pour service technique et commercial, recherchons Ingénieur 30-40 ans ayant grande expérience dans le domaine d'appareils

- de mesure très variés », adresser curriculum vitae à « Radiophon », 50, Fg. Poissonnière, Paris-10^e.
- 05. — « Laboratoire Recherches demande agent technique radio, préférence connaissant hyperfréquences ou technique vide »; s'adresser, M. Combe, Laboratoire Rayons X, 12, rue Lord-Byron, Paris-8^e, Ely. 24-01.
- 06. — « Importante usine sidérurgique recherche plusieurs INGÉNIEURS ÉLECTRICIENS et MÉCANICIENS 30 à 50 ans pour montage et entretien puissant matériel complexe et moderne : longue pratique exigée, moteurs alternatifs et continus et de leurs contrôles. LOGEMENT NEUF ASSURÉ (chauffage central, etc. Ecrire MOULIN (Ph5), 8, rue de Milan, Paris-9^e».

PROCÉDÉS DE CALCUL CONCERNANT LES COUPLAGES MAGNÉTIQUES A L'ÉMISSION

PAR

V. FAMILIER

Diplômé I. E. G. et E. S. E.

Chef du Bureau d'Etudes des Emetteurs de grande puissance
à la Sté Industrielle des Procédés Loth

L'auteur étudie les procédés de calcul concernant les principales applications des couplages magnétiques dans les émetteurs : cellules d'adaptation aux feeders, couplage du circuit de sortie à secondaire accordé, etc... Les méthodes employées aboutissent à des procédés simples faisant appel aux figures géométriques élémentaires.

1. — GÉNÉRALITÉS.

1.1. — **Introduction.** — Les problèmes traités ci-dessous sont de ceux que les ingénieurs radio électriciens ont à résoudre journellement ; ils s'appliquent à des matériels courants et généralement construits en grande série. Nous croyons donc faire œuvre utile en décrivant des procédés de calcul simples comparables à ceux qui existent déjà pour les systèmes de couplage capacitifs ⁽¹⁾. Les méthodes « géométriques » employées ci-dessous, seules générales et donnant un coup d'œil d'ensemble sur les questions étudiées, remplacent avantageusement les anciennes techniques analytiques.

1.2. — **Sur une propriété importante des circuits.** — Une propriété importante quoique peu connue des circuits et qui pourrait être appelée « théorème du cercle » sert de base à la plupart des considérations « géométriques » qui trouvent de plus en plus d'applications dans les différents domaines de la radio-électricité.

Cette propriété s'énonce comme suit :

Le point figuratif de l'impédance d'entrée d'un réseau dans lequel on fait varier un élément de branche, cet élément étant une résistance pure ou une réactance pure, décrit un cercle (en incluant le cas particulier d'une ligne droite).

Soit, en effet, z l'élément variable en question ($z = R$ ou $z = jx$) et Z l'impédance d'entrée que nous choisissons comme étant celle de la première maille. On a :

$$Z = \frac{\Delta}{\Delta_{11}} \quad (1)$$

avec les désignations bien connues de la théorie des déterminants. Il est facile de montrer que

⁽¹⁾ Voir « Design Procedures for Pi-Network Antenna Couplers », par Leo STORCH, dans *Proceedings of the I. R. E.*, décembre 1949, Vol. 37, n° 12.

l'expression (1) en tant que fonction de z prend la forme suivante :

$$Z = \frac{a + bz}{c + dz} \quad (2)$$

a , b , c et d étant des sous-déterminants qu'il n'y a pas lieu d'explicitier ici ⁽²⁾. Or, l'équation (2) représente un cercle, quand z varie. Le centre de ce cercle est donné, dans le cas où z est un imaginaire pur, par :

$$Z_0 = \frac{b}{d} \frac{\left(\frac{a}{b} + \frac{\bar{c}}{\bar{d}}\right)}{\left(\frac{c}{d} + \frac{\bar{c}}{\bar{d}}\right)} \quad (3)$$

son diamètre par :

$$D_0 = \frac{|b|}{|d|} \frac{\left|\frac{a}{b} - \frac{c}{d}\right|}{\left|\frac{c}{d} + \frac{\bar{c}}{\bar{d}}\right|} \quad (4)$$

$\bar{c}$ et $\bar{d}$ étant les valeurs conjuguées de c et de d . Ces notions deviendront plus claires quand nous en ferons quelques applications.

1.3. — Impédance d'entrée d'une bobine couplée à un circuit oscillant chargé (Fig. 1).

Calculons l'impédance d'entrée Z du système représenté par la figure 3 quand C_s varie.

On a :

$$Z = jX_1 + Z_c \quad (5)$$

Z_c étant l'impédance couplée par le circuit oscillant.

$$Z_c = K^2 X_1 \frac{X_2 (R - jX_3)}{X_2 X_3 + jR (X_2 - X_3)} \quad (6)$$

⁽²⁾ Voir Bode « Network Analysis and Feedback Amplifier Design », D. VAN NOSTRAND Co, 3^e Edition, p. 9, paragraphe (1,7).

Désignons par Z_1 la fraction de la partie droite de l'équation (6) :

$$Z_1 = \frac{X_2 (R - jX_3)}{X_2 X_3 + jR (X_2 - X_3)} \quad (7)$$

On a, après quelques transformations :

$$Z_1 = \frac{a + b (jX_3)}{c + d (jX_3)} \quad (8)$$

avec : $a = RX_2$, $b = -X_2$, $c = jRX_2$
et $d = -(R + jX_2)$.

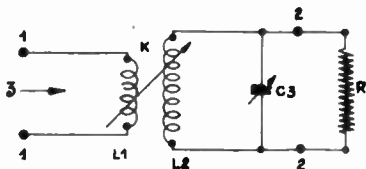


FIG. 1.

Le point figuratif de Z_1 se déplace donc sur un cercle quand $C_3 (X_3)$ varie. Les coordonnées de l'origine de ce cercle sont données (voir l'équation 3) par :

$$Z_{10} = \frac{x}{2} - j \quad (9)$$

et son diamètre par :

$$D_0 = \frac{x}{2} \quad (10)$$

avec

$$x = \frac{R}{X_2}$$

Il s'ensuit, d'après l'équation (5), que le lieu de Z quand C_3 varie est aussi un cercle (tangent à

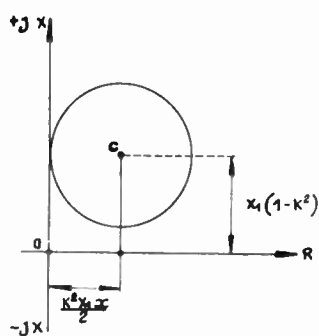


FIG. 2.

l'axe imaginaire comme le montre l'équation (10). L'abscisse et l'ordonnée du centre de ce cercle sont, respectivement (Fig. 2) :

$$a_0 = \frac{K^2 X_1 R}{2} \quad (11)$$

$$b_0 = X_1 (1 - K^2) \quad (12)$$

Remarquons que le terme x représente, pour tous les besoins de la pratique, la surtension en charge du circuit.

Cherchons maintenant à situer le point figuratif de Z sur le cercle pour une valeur donnée de X_3 .

Il nous suffira, pour cela, de calculer l'argument de Z_e en fonction de X_3 ; une droite W passant par le point (jX_1) et dont le coefficient angulaire sera la tangente de l'argument ainsi calculé coupera le cercle en un point représentant la valeur de Z cherchée.

On vérifiera facilement que la tangente de l'argument de Z_e est :

$$\operatorname{tg} \alpha = -\frac{1}{x} + x\gamma (1 - \gamma) \quad (13)$$

avec :

$$\gamma = \frac{X_2}{X_3} = \frac{X_{30}}{X_3} = \frac{C_3}{C_{30}} \quad (14)$$

où C_{30} représente la valeur de C_3 à la résonance.

Pour :

$$C_3 = 0 \text{ on a : } \gamma = 0 \quad \operatorname{tg} \alpha = -\frac{1}{x}$$

$$C_3 = C_{30} \quad \gamma = 1 \quad \operatorname{tg} \alpha = -\frac{1}{x}$$

$$C_3 = C_{3\max} \quad \gamma = \gamma_{\max} \quad \operatorname{tg} \alpha = -\frac{1}{x} + x\gamma_{\max} (1 - \gamma_{\max})$$

Pour $C_3 = 0$, le point de fonctionnement se trouve en E à l'intersection avec le cercle de la droite W passant par le point D (d'ordonnée X_1) dont le coefficient angulaire est de $(-1/x)$; quand

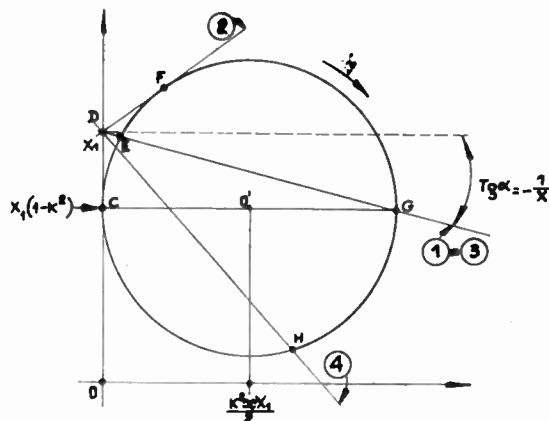


FIG. 3.

C_3 augmente, le coefficient angulaire de la droite W diminue jusqu'au moment où cette dernière ne devienne tangente au cercle au point F . Ensuite C_3 continuant à augmenter, le coefficient angulaire de la droite W augmente en repassant par la valeur $(-1/x)$.

En somme quand C_3 varie de 0 à $C_{3\max}$, le point de fonctionnement se déplace de E en H , dans le sens de la flèche F . Pour $C = 0$, la droite W occupe la position (1) (point de fonctionnement E). Cette

droite pivote ensuite autour du point D dans un sens contraire à celui indiqué par la flèche jusqu'à prendre la position (2), le point de fonctionnement se trouvant alors en F . A partir de ce moment, la droite W pivote dans le sens de la flèche f , repasse par la position (1) = (3) pour $C = C_0$ ($\gamma = 1$) au point G pour atteindre finalement la position (4) correspondant à $C_{\max}$ (point de fonctionnement :

2. — ADAPTATION A L'ANTENNE A CIRCUIT SECONDAIRE ACCORDE.

2.1. — Cas où la charge est une résistance pure (Fig. 4).

L'impédance vue (dans le sens de la flèche) en (1.1) est représentée par un cercle que nous savons construire ; cette impédance doit être transformée,

TABLEAU DONNANT ($\text{tg } x$) EN FONCTION DE x ET DE γ



	5	6	8	10	12	14	16	18	20
0,2	0,6	0,79	1,16	1,5	1,85	2,17	2,5	2,8	3,15
0,4	1	1,27	1,8	2,3	2,8	3,28	3,8	4,24	4,75
0,5	1,05	1,33	1,9	2,4	3	3,5	4	4,5	5
0,6	1	1,27	1,8	2,3	2,8	3,28	3,8	4,24	4,75
0,8	0,6	0,79	1,16	1,5	1,85	2,17	2,5	2,8	3,15
1	— 0,2	— 0,17	— 0,13	— 0,1	— 0,08	— 0,07	— 0,06	— 0,065	— 0,05
2	— 10	— 12	— 16	— 20	— 24	— 28	— 32	— 36	— 40
3	— 30	— 36	— 48	— 60	— 72	— 84	— 96	— 108	— 120
4	— 60	— 72	— 96	— 120	— 144	— 168	— 192	— 216	— 240
5	— 100	— 120	— 160	— 200	— 240	— 280	— 320	— 360	— 400

H). Il est facile de voir que la position (2) correspond à $\gamma = 0,5$. Quoique la formule (13) soit facile à chiffrer, nous avons cru utile d'inclure ci-dessous un tableau permettant de s'orienter rapidement.

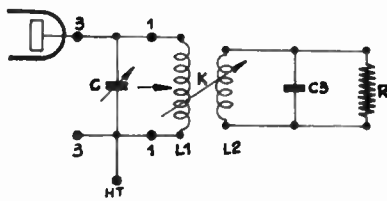


Fig. 4.

Nous ne saurions trop insister sur la simplicité des résultats obtenus : le placement du cercle par les coordonnées du centre (formules 11 et 12) est facile car ces formules ne comportent que les données essentielles d'un projet (K , X_1 et x) ; l'obtention du point de fonctionnement exact n'est pas plus compliquée malgré la longueur de l'exposé ci-dessous — de sorte qu'avec quelque habitude l'ensemble peut être visualisé mentalement et que l'on peut saisir rapidement les points principaux d'un problème, dans toute sa généralité.

par la mise en parallèle avec le condensateur d'accord C , en une résistance pure R_p (résistance d'adaptation du tube).

Or, on trouverait facilement (§ 12) que le point figuratif de l'impédance Z résultant de la mise en parallèle d'une impédance donnée Z_d avec une

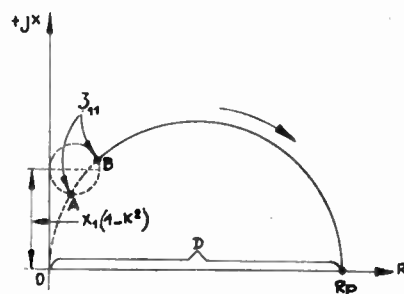


Fig. 5.

réactance X_p décrit, quand X_p varie, un cercle tangent à l'axe des imaginaires à l'origine des coordonnées et qui passe par le point représentant Z_d . Le placement exact de Z se fait par l'intersec-

tion de ce cercle avec une droite issue de l'origine et dont le coefficient angulaire est :

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \varphi_0 + \frac{D}{X_p} \quad (15)$$

ou : φ_0 : argument de Z_1 ;

D : diamètre du cercle.

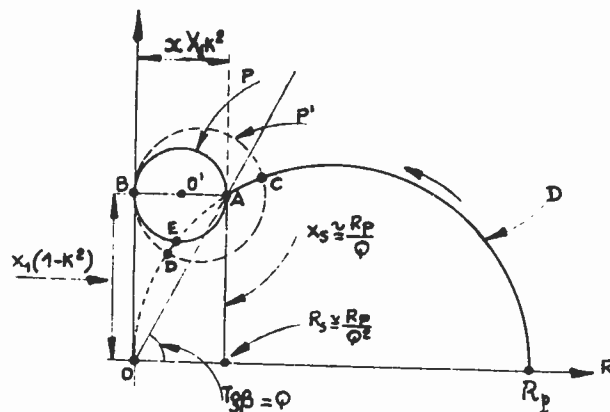
Il résulte de ce qui vient d'être dit que la « marche des impédances » dans le système de la figure 4 peut être représentée, dans le cas général, par le diagramme de la figure 5, les deux points A et B correspondant à Z_{11} (impédance vue aux bornes (1.1)) étant relatifs aux deux valeurs possibles de C_3 .

Les données du problème posé sont les suivantes :

R : résistance de l'antenne ;

R_p : résistance d'adaptation du tube.

En ce qui concerne les éléments Q (surtension du circuit anodique), x (surtension du circuit secondaire) et K (couplage), l'on sait que les deux premiers peuvent varier dans certaines limites, tandis que K doit être tenu aussi faible que possible,



[[Fig. 6]]

à cause des difficultés que pose la réalisation⁷ des couplages serrés, surtout quand il s'agit de transmettre une puissance considérable. En fait, le problème d'un système de couplage comme celui qui nous intéresse se réduit bien, en pratique, à la recherche d'un couplage minimum.

Construisons donc le diagramme des impédances partant de R_p , donnée principale. Traçons un cercle que nous appellerons cercle D , passant par R_p et tangent à l'axe des imaginaires à l'origine. Le cercle D est, d'après ce que nous avons dit plus haut, le lieu des points figuratifs de l'impédance vue par le tube quand C varie (fig. 6).

Il est évident que Z_{11} doit se trouver sur ce cercle, en un point A où il est coupé par une droite passant par l'origine et dont le coefficient angulaire est égal à Q , valeur de la surtension en charge choisie. Il est d'ailleurs plus facile en général de déterminer le point A par l'intersection du cercle D avec une droite parallèle à l'axe des imaginaires et ayant pour abscisse $R_s = R_p/Q^2$, R_s étant la partie réelle de Z_{11} .

Or, le point A ainsi déterminé se trouve en même temps sur le cercle figuratif de Z_{11} quand C_3 varie, que nous appellerons cercle P . C'est le placement et le diamètre de ce cercle qui nous donneront maintenant les autres éléments du circuit.

Il est intuitif que la valeur de K , toutes autres choses égales d'ailleurs, sera minimum si le diamètre horizontal du cercle P passe par le point A . En effet, tout autre placement du cercle P entraîne l'augmentation de ce diamètre dont la valeur est de xX_1K^2 (équ. 11) donc l'augmentation de K . En fait, une analyse précise montre que la condition exacte du minimum de K n'est pas exactement celle-ci, mais l'approximation est largement suffisante pour tous les cas de la pratique (valeurs de Q supérieures à 5 ou 6).

La figure 6 représente la construction ainsi achevée. On remarquera que le dessin a été fait, pour plus de clarté, avec un Q extrêmement faible, ce qui nous donne un point supplémentaire E d'intersection de P avec D . Pour les valeurs plus élevées de Q , le point E est pratiquement confondu avec A .

On a directement de la figure 6 :

$$xX_1K^2 = \frac{R_p}{Q^2} \quad (16)$$

$$X_1(1 - K^2) = \frac{R_p}{Q} \quad (17)$$

En se donnant x (pratiquement la surtension du circuit secondaire) on peut donc en tirer X_1 et K , la valeur de K ainsi trouvée étant un *minimum* pour les éléments Q et x adoptés.

Certes, les formules (16) et (17) peuvent être établies directement, sans passer par la construction géométrique. Mais alors elles sont de peu de secours, n'offrant aucune vue générale sur la nature du processus étudié et ne permettant pas d'apprécier les résultats des modifications que peuvent subir les différentes variables indépendantes.

Il n'en est plus ainsi dans le cas présent : pour s'en rendre compte, voyons une application en faisant varier K , par exemple.

Si K diminue, le diamètre de P diminue et il ne peut plus y avoir de point de tangence entre P et D , à moins d'augmenter le diamètre de D , ce qui nous donnerait une valeur R'_p supérieure à R_p , avec une valeur de C' différente, elle aussi, du C initial.

Si K augmente, le diamètre de P augmente (cercle P' , fig. 6), il y a deux points d'intersection avec le cercle D , donc deux réglages possibles de C pour obtenir R_p . Ces deux réglages (points C et D) correspondent, évidemment, à deux valeurs distinctes de C_3 .

On verrait de même l'influence des variations de x ou de X_1 sur le comportement du circuit.

Il est intéressant de voir ce qui se passe quand la fréquence du signal varie. C'est le cas, d'ailleurs habituel, d'un émetteur devant couvrir une gamme de fréquences. Supposons donc que la condition du K minimum ait été réalisée pour une fréquence donnée F_1 . La figure 7 représente, en haut, le cercle

P_1 correspondant à cette fréquence. Remarquons ici que la figure 7 est un tracé tel qu'il doit être effectué dans le cas d'une application pratique, c'est-à-dire qu'elle ne comporte qu'une partie (avoisinant l'axe des ordonnées) du cercle D : en effet, R_p étant de l'ordre de plusieurs milliers et

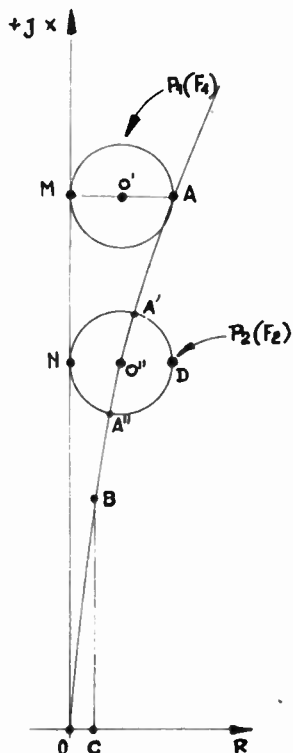


FIG. 7.

$X_1 K^2$ de l'ordre de dizaines, il serait impossible d'avoir une dimension raisonnable pour le cercle P si le cercle D était entièrement représenté. On ne figure donc que la partie utile de D en joignant par un tracé continu un certain nombre de points (Fig. 7) déterminés par la relation :

$$BC = \sqrt{OC(R_p - OC)}$$

Considérons maintenant une fréquence F_2 telle que $F_2 < F_1$. Si K n'a pas varié, l'ordonnée du centre du nouveau cercle P_2 a pour valeur :

$$ON = X_1 \frac{F_2}{F_1} (1 - K^2) \quad (18)$$

son diamètre ayant gardé la même valeur (voir équ. 11).

Nous voyons donc que le couplage est devenu surabondant avec deux réglages possibles de C et C_s (points A' et A''). Pour revenir au réglage à la résonance de ces deux éléments, il faudrait diminuer K . Donc, on voit que si le couplage est suffisant pour une fréquence F , donnée, il sera a fortiori suffisant pour une fréquence plus faible. Il en résulte aussi que K peut rester constant dans la gamme de fréquences considérée, à condition de prévoir une excursion suffisante (par rapport à la résonance) des condensateurs C et C_s . Les valeurs

exactes nécessaires de ces deux éléments pour les points A' et A'' peuvent être déterminées à l'aide des formules (13) et (15).

2.2. — Cas où la charge (antenne) est une impédance quelconque.

Ce cas ne nécessite aucune étude spéciale. En effet, si l'on adapte une résistance R (voir fig. 4), on adaptera aussi R shuntée par une réactance (capacitive en selfique) par une simple diminution ou augmentation de la capacité C_s . Il suffit donc de ne considérer que le terme R de l'expression $Z = R + jX$, Z étant l'impédance de l'antenne. La valeur de X qui peut être adaptée ne dépend que de la variation possible de C , facile à déterminer ou à prévoir. La formule (15) et le diagramme correspondant sont d'un grand secours dans ce genre d'application.

3. — RELATION ENTRE L'IMPÉDANCE D'ENTRÉE ET LES « PLAGES D'ADAPTATION » DES QUADRIPOLES.

Soit un quadripôle (Fig. 8) comportant des éléments variables. On appelle « ligne d'adaptation » de ce quadripôle pour la résistance R et un seul élément variable, l'ensemble des points représen-



FIG. 8.

tatifs de Z (dans le plan complexe) nécessairement groupés sur une ligne, qui peuvent être transformés en R à l'aide de l'élément variable considéré. Si plusieurs éléments peuvent varier, l'ensemble des points Z adaptables forme une surface : nous parlerons alors d'une « plage d'adaptation » relative à la résistance R et aux éléments réglables considérés.



FIG. 9.

Pratiquement, si R représente la résistance d'adaptation du tube de puissance, la plage d'adaptation donne l'ensemble des impédances de l'aérien qui peuvent être adaptées à l'aide des éléments réglables (condensateurs, selfs, couplages) que le système comporte.

Supposons maintenant (Fig. 9), que nous branchions effectivement, aux bornes (1,1) du quadripôle de la figure 8, la résistance R et que l'on mesure l'impédance vue en (2,2). Soit $Z' = R' + jX'$ cette impédance. Il est évident, en vertu d'une propriété des circuits bien connue que $\bar{Z} = R' - jX'$, c'est-

à-dire l'impédance conjuguée de Z branchée à son tour en (2.2) permettra de mesurer R en (1.1). L'impédance $\bar{Z}$ est donc un point de plage d'adaptation pour R et l'ensemble des valeurs de $\bar{Z}$ correspondant à l'ensemble des variations possibles des éléments réglables constitue la plage entière d'adaptation.

Ainsi, pour déterminer la ligne ou la plage d'adaptation pour une résistance R aux bornes (1.1) d'entrée d'un quadripôle (Fig. 8) il suffit de calculer la ligne

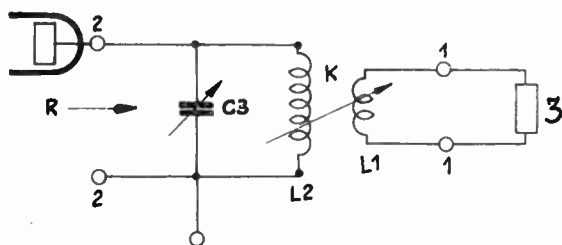


Fig. 10.

ou la plage correspondante d'impédances Z' vues en (2.2), R étant supposée branchée en (1.1), pour l'étendue totale de variation d'un ou de plusieurs éléments réglables du système.

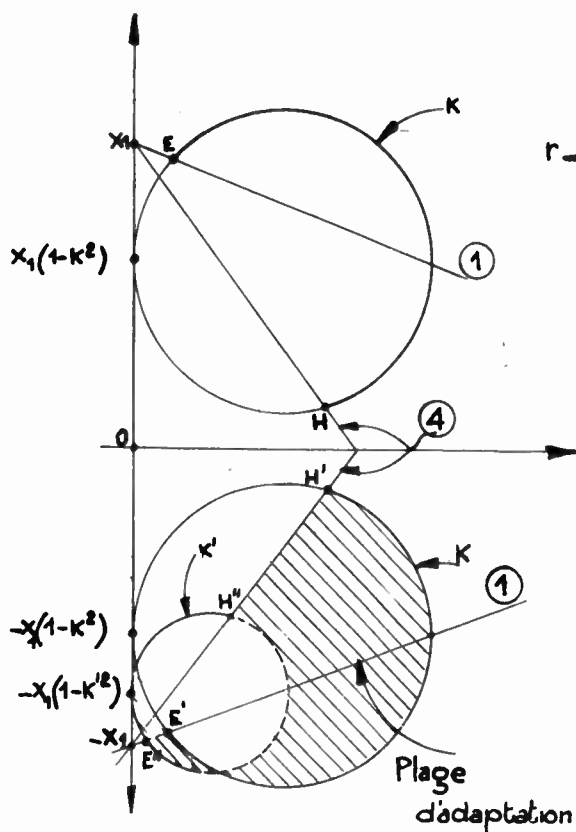


Fig. 11.

Un exemple précisera ces notions et leurs applications. Considérons le système de couplage à l'aérien représenté par la figure 10 et déterminons :

3.1. — La « ligne » d'adaptation pour une variation donnée de C_3 .

3.2. — La plage d'adaptation pour une variation donnée de C_3 et de K . Mais le circuit de la figure 10 n'est autre que celui de la figure 1 que nous avons traité au § 1.3. Pour ce circuit, nous avons déterminé et représenté graphiquement l'impédance entre les bornes (1.1) quand on branchait R en (2.2). En vertu de ce qui a été dit plus haut, la « ligne » d'adaptation pour une variation de C_3 sera donc le cercle symétrique par rapport à l'axe réel au cercle de la figure 3 (Fig. 11).

Si K varie lui aussi, nous avons, pour une nouvelle valeur de $K = K'$ un autre cercle facile à construire. Comme les droites de limitation W gardent leurs directions quand K se modifie, on déterminera sans difficulté la plage cherchée (Fig. 11). C'est la surface hachurée $E' H'' H' E''$.

4. — CELLULES D'ADAPTATION ANTENNE-FEEDER A COUPLAGE MAGNÉTIQUE.

Dans de nombreux cas, l'antenne se trouvant à une certaine distance de l'émetteur, la puissance HF est transmise à l'aide d'un feeder. Il faut alors interposer entre ce dernier et l'antenne une cellule permettant de transformer l'impédance de l'aérien

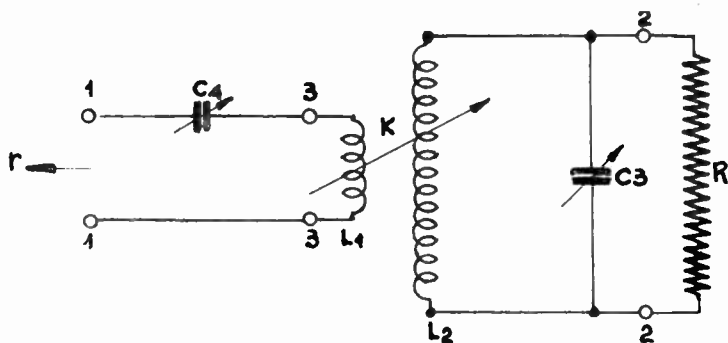


Fig. 12.

en une résistance pure égale à la résistance caractéristique du feeder. Nous considérerons le cas de l'antenne purement résistive (cas courant d'un doublet, d'une antenne rhombique, etc...). Si l'aérien comporte un terme réactif, l'application de ce qui a été dit au § 2.2 permet de ramener ce cas au précédent.

Le schéma adopté est celui de la figure 12 où R représente la résistance de l'antenne et r la résistance caractéristique du feeder. Ce circuit n'est autre chose que la juxtaposition du schéma initial de la figure 1 avec le condensateur série C_4 .

Les figures 13, 14 et 15 représentent respectivement les trois cas caractéristiques suivants :

4.1. — Figure 13.

Le produit $K^2 X_L r$ est trop faible et la transformation R/r n'est pas possible.

4.2. — Figure 14.

Le produit $K^2 X_1 x$ a la valeur critique minimum pour permettre l'adaptation du feeder. Toutes autres

Voyons quelle est la valeur minimum de K qui permet la suppression de C_4 . On doit avoir :

$$K^2 X_1 x = 2 (1 - K^2) X_1 \quad (21)$$

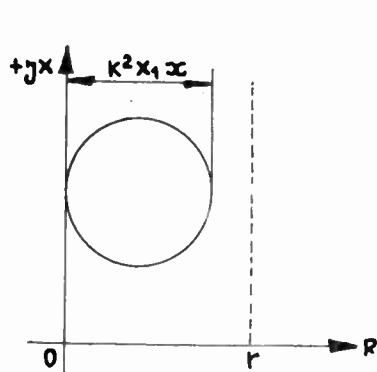


FIG. 13.

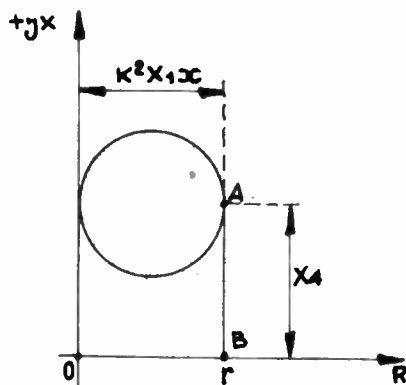


FIG. 14.

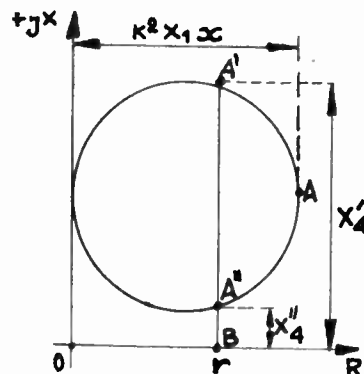


FIG. 15.

choses égales, ce cas représente le *minimum* de K nécessaire pour la transformation donnée R/r . On a :

$$K^2 X_1 x = r \quad (19)$$

$$\text{d'où :} \quad K^2 = \frac{r}{X_1 x} \quad (20)$$

4.3. — Figure 15.

On a $K^2 X_1 x > r$ et deux points A' et A'' d'adaptation possible, correspondant à deux valeurs de C_3 et de C_4 . (Les conclusions pratiques découlant de ce fait et relatives au dimensionnement de ces condensateurs sont importantes).

$$\text{d'où :} \quad K^2 = \frac{2}{x + 2} \quad (22)$$

5. — CONCLUSIONS.

Les considérations qui précèdent n'ont été illustrées par aucun exemple d'application concrète. Aussi bien s'agissait-il surtout d'attirer l'attention du lecteur sur des notions encore peu courantes (plages d'adaptation, etc...) et sur des méthodes générales de calcul et plus encore de représentation applicables aux questions d'adaptation d'impédances. Nous nous permettons d'insister encore une fois sur l'avantage des procédés dont la simplicité conduit à la visualisation des processus souvent très complexes. Et voir, dans ce genre de question, c'est comprendre.

LIGNE BIFILAIRE A HAUTE FLEXIBILITÉ ET A GRANDE DIMINUTION RADIALE DU CHAMP, POUR LA TRANSMISSION DES HYPERFRÉQUENCES

PAR

Dr. Ing. H. KLEINWAECHTER et Dr. rer. nat. H. WEISS

Laboratoire de Recherches Balistiques et Aérodynamiques (Vernon)

Il sera démontré que, dans des cas particuliers, on peut utiliser avec avantage pour la transmission des ondes centimétriques des lignes bifilaires torsadées constituées de fils de très faible diamètre (jusqu'à quelques centièmes de millimètres).

L'affaiblissement de telles lignes sera précisé, spécialement pour l'épaisseur d'isolant la plus favorable, ceci compte tenu de la flexibilité à obtenir.

En outre, on donnera, une approximation de la diminution du champ avec l'éloignement de la ligne.

Un procédé de mesure, utilisable même pour des affaiblissements faibles, donnera des résultats concordant d'une façon satisfaisante avec les valeurs calculées de l'amortissement.

Au cours de l'utilisation de longueurs d'ondes de plus en plus courtes, le technicien s'est plus habitué à considérer ses montages sous la forme de tuyauteries que sous la forme de montages purement électriques. Au lieu de lignes bifilaires, on se sert ordinairement dans la technique des hyperfréquences de guides d'ondes dont le diamètre doit être de l'ordre de grandeur de la demi-longueur d'onde, c'est-à-dire ne pas être inférieur à une certaine dimension. Dans le cas de lignes coaxiales destinées à la transmission de grandes puissances, nous rencontrons aussi des sections du même ordre de grandeur, mais ici le diamètre minimum n'est pas imposé par la longueur d'onde mais par l'intensité du champ (décharges) et les pertes qui ne doivent pas dépasser une certaine limite. Pour ces raisons, dans la technique du RADAR où, comme on le sait, la même ligne est utilisée à l'émission et à la réception, il n'est fait appel qu'à des conduites de forte section.

Mais lorsqu'il ne s'agit que de réception c'est-à-dire de la transmission de faibles énergies les auteurs ont utilisé avec succès des lignes torsadées simplement constituées de deux fils fins isolés. De telles lignes présentent l'avantage qu'en diminuant la section des fils, leur flexibilité peut être poussée jusqu'au degré voulu. Dans certains cas particuliers ceci peut présenter un réel intérêt.

Si par exemple il s'agit de relier à un récepteur une petite antenne mobile de réception asservie on se heurte à certaines difficultés. Utiliser des guides d'ondes ou des lignes coaxiales implique l'emploi de 2 joints rotatifs successifs. Ceux-ci peuvent être gênants non seulement par leurs dimensions, mais aussi par leurs masses qui chargent le système asservi. Dans ce cas la ligne bifilaire flexible présente une solution intéressante. Etudions pour commencer la question de l'affaiblissement d'une telle ligne.

Affaiblissement.

Dès qu'on a le droit de supposer que la plus grande partie des lignes de champ électriques s'étendent à l'intérieur du diélectrique revêtant les conducteurs, l'affaiblissement diélectrique β_ϵ est indépendant de la forme et des dimensions des conducteurs :

$$\beta_\epsilon = \frac{1}{2} \frac{(-dN)_\epsilon / N}{dl} = \frac{\pi \delta_\epsilon}{\lambda}, \quad (1)$$

relation dans laquelle : N = puissance

l = longueur

δ_ϵ = angle de perte

ϵ = constante diélectrique relative

λ = longueur d'onde sur la ligne = $\lambda_0 / \sqrt{\epsilon}$.

Exemple numérique : $\delta_\epsilon = 5 \cdot 10^{-4}$, $\epsilon = 1,95$
 $\lambda_0 = 10,6$ cm, d'où $\beta_\epsilon = 0,18$ dB/m

Donc il suffit d'étudier l'influence des dimensions des conducteurs sur les pertes ohmiques. (Les pertes par rayonnement, relativement faibles par suite de la proximité des deux fils comparativement à la longueur d'onde, seront négligées devant les pertes ohmiques relativement importantes par suite des faibles sections considérées ici).

L'affaiblissement ohmique est donné par :

$$\beta_n = \frac{1}{2} \frac{(-dN)_n / N}{dl} = \frac{1}{2} \frac{R_l}{Z} \quad (2)$$

relation dans laquelle :

R_l = résistance de la ligne par unité de longueur,

Z = impédance caractéristique.

Pour une ligne bifilaire ¹⁾ correspondant à la Fig. 1.

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \cdot 120 \Omega \cdot \arg \operatorname{ch} (D/d) \quad (3)$$

$$R_i = 2 \frac{R_s}{\pi d} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - (d/D)^2}} \quad (4)$$

R_s est ici la résistance d'un élément carré de surface du matériau utilisé en tenant compte de l'effet de peau, et $\sqrt{1 - (d/D)^2}$ un facteur dû à la distribution non-homogène du courant à la surface du conducteur (« Proximity-effect »). Ce qui nous donne :

$$\beta_\Omega = \frac{\sqrt{\epsilon}}{\pi} \frac{R_s}{120 \Omega} \frac{1}{d \sqrt{1 - (d/D)^2} \cdot \arg \operatorname{ch} (D/d)} \quad (5)$$

Nous pouvons nous demander alors, pour quel rapport d/D les pertes ohmiques seront minima en maintenant constante la rigidité de la ligne. La flexion

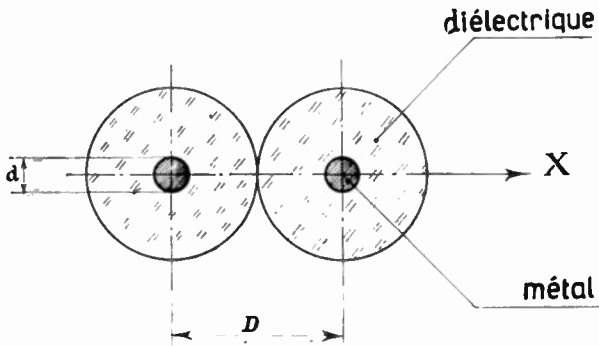


FIG. 1.

d'une ligne torsadée se fait toujours aux endroits où les axes des 2 fils rencontrent l'axe de flexion (axe x fig. 1), donc la rigidité à considérer est égale à deux fois la rigidité d'un seul fil, donc proportionnelle à :

$$E_1 d^4 + E_2 (D^4 - d^4),$$

E_1 étant le module d'élasticité du conducteur (ordre de grandeur 10^6 kg/cm²) et E_2 celui du diélectrique (ordre de grandeur 10^3 kg/cm²) et E_2 celui du diélectrique (ordre de grandeur 10^3 kg/cm²). Nous posons

$$d^4 (E_1/E_2 - 1) + D^4 = C^4$$

ou approximativement

$$\frac{d^4}{D^4} \frac{E_1}{E_2} + 1 = \frac{C^4}{D^4}, \quad (6)$$

où C est une constante caractérisant la rigidité.

En portant (6) dans (5) on obtient

$$\beta_\Omega = \frac{\sqrt{\epsilon}}{\pi} \frac{R_s}{120 \Omega} \frac{1}{C} \frac{\sqrt{(d/D)^4 (E_1/E_2) + 1}}{(d/D) \sqrt{1 - (d/D)^2} \arg \operatorname{ch} (D/d)}$$

(1) En supposant que le champ électrique se localise essentiellement à l'intérieur du diélectrique.

$$\equiv \frac{\sqrt{\epsilon}}{\pi} \frac{R_s}{120 \Omega} \frac{1}{C} F(d/D). \quad (7)$$

$F(d/D)$ est représentée en Fig. 2 pour $E_1/E_2 = 1000$ en fonction de d/D . On constate que le minimum de $F(d/D)$ et par conséquent le minimum de β_Ω correspond à un rapport de diamètre de 0,2. Dans ce cas, qui est le plus favorable, on a d'après (6) et (7)

$$\beta_\epsilon = 0,715 \frac{\sqrt{\epsilon}}{D} \frac{R_s}{120 \Omega}. \quad (8)$$

Exemple numérique : $\epsilon = 2,5$, $d = 0,05$ mm, $D = 0,25$ mm, $R_s = 0,015 \Omega$ pour le cuivre, $\lambda_0 = 10$ cm, d'où $\beta_\Omega = 5$ dB/m. Pour une longueur de 10 cm ceci correspond à une perte de puissance de 11 %, ce qui est remarquablement peu, étant données les sections extrêmement faibles des fils.

Pour déterminer expérimentalement l'affaiblissement, il est pratique de mesurer l'admittance G de

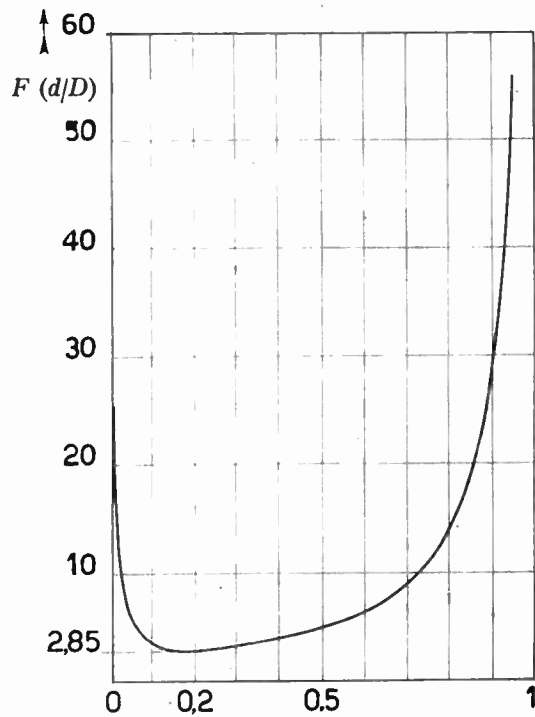


FIG. 2

$$d/D = \frac{\text{diamètre } d \text{ des conducteurs}}{\text{distance axiale}} \rightarrow$$

la ligne court-circuitée (résistance caractéristique Z) à l'aide d'une ligne à mesures (résistance caractéristique Z^0) ceci en fonction de la longueur l de la ligne à étudier :

$$\begin{aligned} Z^0 G &= \frac{Z^0}{Z} \operatorname{ctgh} (\beta l + i \alpha l) \\ &= \frac{Z^0 \operatorname{sh} 2\beta l - i \sin 2\alpha l}{Z \operatorname{ch} 2\beta l - \cos 2\alpha l} \end{aligned} \quad (9)$$

où

β = coefficient de l'affaiblissement
 α = coefficient de phase.

Si l'on prend $l \gg \lambda/2$, on a le droit de considérer βl comme constant, en faisant varier l progressivement de $\lambda/2$, et d'après (9) l'admittance réduite (sur Z^0) parcourt sur le plan complexe un cercle centré sur l'axe réel. Ainsi on obtient avec $n = 1, 2, 3 \dots$

$$\text{pour } 2\alpha l = 2n\pi : \quad Z^0 G_1 = \frac{Z^0 \operatorname{sh} 2\beta l}{Z \operatorname{ch} 2\beta l - 1}$$

$$\text{pour } 2\alpha l = (2n+1)\pi : \quad Z^0 G_2 = \frac{Z^0 \operatorname{sh} 2\beta l}{Z \operatorname{ch} 2\beta l + 1},$$

c'est-à-dire les intersections du cercle avec l'axe réel. Ceci nous donne le diamètre du cercle :

$$\Phi = Z^0 G_1 - Z^0 G_2 = \frac{Z^0 \cdot 2}{Z \operatorname{sh} 2\beta l},$$

d'où :

$$\beta = \frac{1}{2l} \arg \operatorname{sh} \left(\frac{Z^0 \cdot 2}{Z \Phi} \right) \quad (10)$$

ou, pour $\beta l \ll 1$:

$$\beta = \frac{Z^0}{Z} \cdot \frac{1}{l\Phi}.$$

Donc, le diamètre Φ du cercle représente une mesure de l'inverse de l'affaiblissement, nonobstant les admittances supplémentaires inévitables à la transition ligne à mesures/ligne bifilaire qui n'effectuent qu'une translation du cercle.

Pour éviter les inconvénients qu'il y aurait à court-circuiter la ligne à chaque nouveau sectionnement de celle-ci, il est pratique d'utiliser une ligne de longueur constante mais terminée par une autre ligne, p. e. coaxiale à court-circuit réglable (1). Dans cet arrangement l'admittance supplémentaire à la transition reste sans influence sur le diamètre et la position du cercle mesuré.

Pour des raisons de commodité nos mesures étaient simplement exécutées sur une ligne ouverte dont on diminuait progressivement la longueur de $\lambda/2$, ceci par sections successives de 1 mm. Si la résistance terminale de la ligne était infinie, la formule (10) serait également applicable. En réalité on n'a au bout de la ligne coupée qu'une réflexion imparfaite, de sorte que la version simplifiée du procédé n'est pas absolument correcte. Cependant on obtient tout de même une correspondance passable avec les valeurs calculées, ce qui est démontré par l'exemple suivant concernant des mesures sur $\lambda_0 = 10,6$ cm à l'aide d'une ligne à mesures de 75Ω :

La ligne bifilaire était constituée de fils de cuivre de 1 mm enrobés de Polythène de $D = 2$ mm, ayant une constante diélectrique effective de $\epsilon = 1,95$. Donc, on avait d'après (3) $Z = 115 \Omega$ et d'après (4) $R_l = 11 \Omega/\text{m}$.

Mesuré :

sur $l = 0,75$ m : $\Phi = 11,1$, d'où d'après (10) $\beta = 0,7$ dB/msur $l = 1,5$ m : $\Phi = 3,6$, d'où d'après (10) $\beta = 1$ dB/m

Calculé :

pour $\delta_\epsilon = 4,10^{-4}$ d'après (1) $\beta_\epsilon = 0,18$ dB/mpour $R_l = 0,015 \Omega$ d'après (5) $\beta_\Omega = 0,42$ dB/m

Affaiblissement total :

 $\beta = 0,6$ dB/m

Diminution radiale du champ.

Pour l'application pratique de la ligne bifilaire ce n'est pas seulement sa flexibilité qui joue un rôle essentiel mais aussi le fait que le transport de l'énergie est concentré aux environs immédiats des fils. Par conséquent, la ligne peut passer au voisinage de parties métalliques ou d'autres lignes du même genre, sans qu'il en résulte une modification du transport d'énergie ou un effet de diaphonie.

Nous allons faire maintenant une approximation pour déterminer de quelle manière le champ diminue avec la distance r à la ligne. Nous ne considérons que des distances grandes par rapport à la distance des deux fils, mais petites par rapport à la longueur d'onde. Cette dernière restriction nous permet d'effectuer les calculs en considérant la ligne comme parcourue par un courant constant dans le temps.

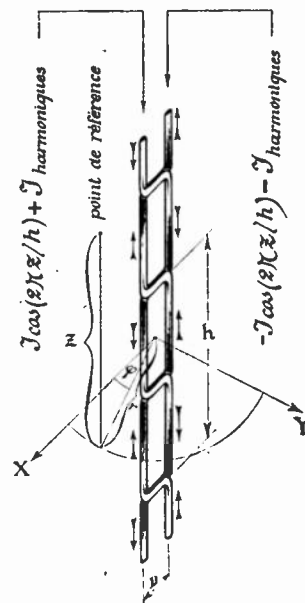


Fig. 3.

En vue de simplifier l'approximation nous allons remplacer la ligne torsadée par une ligne parallèle représentée Fig. 3, où le pas h est supposé petit par rapport à la longueur d'onde. Dans cet arrangement nous avons le droit de négliger l'effet des courtes liaisons transversales, de manière à considérer seulement la composante z du potentiel vecteur. Pour celle-ci, on a en coordonnées cylindriques l'équation différentielle :

$$\Delta V_z = \frac{\partial^2 V_z}{\partial z^2} + \frac{\partial^2 V_z}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial V_z}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 V_z}{\partial \varphi^2} = 0 \quad (11)$$

que nous résolvons en posant :

$$V_z = a \cdot P(\varphi) \cdot Q(z) \cdot R(r).$$

Pour des raisons de symétrie, P doit être périodique en φ de période 2π . Q est évidemment périodique en z .

Le calcul prouve que l'on peut se contenter de considérer exclusivement la fondamentale ayant la période h car l'augmentation de r produit un affaiblissement extrêmement rapide des harmoniques par rapport à cette fondamentale. Ceci revient à supposer deux courants parallèles dont les intensités sont proportionnelles respectivement à $\cos 2\pi z/h$ et $-\cos 2\pi z/h$. R est une fonction cylindrique, qui doit tendre vers zéro pour $r \rightarrow \infty$; cette condition est remplie par la fonction de HANKEL (2) $H_1^{(1)}$ avec un argument imaginaire pur.

Donc nous avons :

$$V_z = a(\cos \varphi + b \sin \varphi) \cdot \cos \zeta \cdot H_1^{(1)}(i\rho) \quad (12)$$

avec les abréviations :

$$\zeta = 2\pi z/h$$

$$\rho = 2\pi r/h.$$

Les constantes a et b sont alors à déterminer de manière que pour $h \rightarrow \infty$ le champ magnétique

$$H = \text{rot } V \quad (13)$$

se confonde avec le champ $\bar{H}$ d'une ligne parallèle ordinaire.

D'après (12) et (13) les composantes de H sont :

$$\left. \begin{aligned} H_r &= \frac{1}{r} \frac{\partial V_z}{\partial \varphi} = -a(-\sin \varphi + b \cos \varphi) \cos \zeta \\ &\quad \cdot \left(-\frac{1}{r} H_1^{(1)}(i\rho) \right) \\ H_\varphi &= -\frac{\partial V_z}{\partial r} = -a(\cos \varphi + b \sin \varphi) \cdot \cos \zeta \cdot \\ &\quad \cdot \left(i H_0^{(1)}(i\rho) - \frac{H_1^{(1)}(i\rho)}{\rho} \right) \frac{2\pi}{h} \\ H_z &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

d'où

$$\left. \begin{aligned} \lim_{h \rightarrow \infty} H_r &= -a(-\sin \varphi + b \cos \varphi) \frac{h}{\pi^2 r^2} \\ \lim_{h \rightarrow \infty} H_\varphi &= -a(\cos \varphi + b \sin \varphi) \frac{h}{\pi^2 r^2}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

En comparant (15) à :

$$\left. \begin{aligned} \bar{H}_r &= -\frac{D}{r^2} \cdot \frac{J}{2\pi} \sin \varphi \\ \bar{H}_\varphi &= +\frac{D}{r^2} \cdot \frac{J}{2\pi} \cos \varphi \end{aligned} \right\} \quad |\bar{H}| = \frac{D}{r^2} \cdot \frac{J}{2\pi} \quad (16)$$

il résulte :

$$b = 0$$

$$a = -D/h \cdot \pi/2 \cdot J.$$

Ces valeurs portées dans (12) donnent :

$$V_z = -\frac{D}{h} \cdot \frac{\pi}{2} \cos \varphi \cdot J \cos \zeta \cdot H_1^{(1)}(i\rho) \quad (17)$$

et d'après (14)

$$\left. \begin{aligned} H_r &= -\frac{D}{h} \cdot \frac{\pi}{2} \cos \varphi \cdot J \cos \zeta \cdot [-H_1^{(1)}(i\rho)] \cdot \frac{1}{r} \\ H_\varphi &= +\frac{D}{h} \cdot \frac{\pi}{2} \cos \varphi \cdot J \cos \zeta \cdot [i\rho H_0^{(1)}(i\rho) \\ &\quad - H_1^{(1)}(i\rho)] \cdot \frac{1}{r}, \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

($-H_1^{(1)}(i\rho)$) et ($i\rho \cdot H_0^{(1)}(i\rho)$) étant des grandeurs positives, la valeur maximum que H_φ peut atteindre est supérieure à la valeur maximum de H_r . Donc,

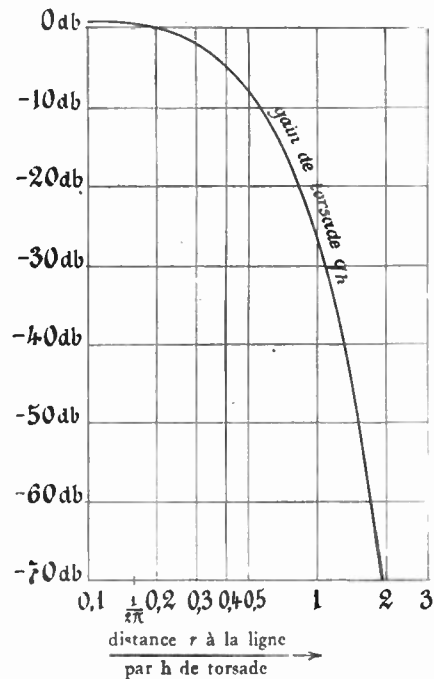


FIG. 4.

nous pouvons nous contenter pour notre approximation de considérer la diminution de H_φ avec la distance r . À cette fin nous portons le « gain de torsade » :

$$q_h = \frac{|H_\varphi|_{\max}}{|\bar{H}|} = \frac{\pi}{2} \rho (i\rho \cdot H_0^{(1)}(i\rho) - H_1^{(1)}(i\rho)) \quad (19)$$

en fonction de r/h (Fig. 4). On constate que le gain de torsade se manifeste à partir de $\rho = 1$, c'est-à-dire $r/h = 1/2\pi$, est qu'il atteint rapidement de très grandes valeurs.

Il est intéressant de comparer cette courbe à la courbe de la Fig. 5, représentant le « gain bifilaire ».

$$q_D = \frac{|\bar{H}|}{J/2\pi r} = \frac{D}{r} \quad (20)$$

en fonction de r/D .

Sur la Fig. 6 nous avons tracé les courbes q_D et $q_D \cdot q_h$ en fonction de r/D pour le cas spécial de $h = 7D$, c'est-à-dire une ligne assez étroitement torsadée.

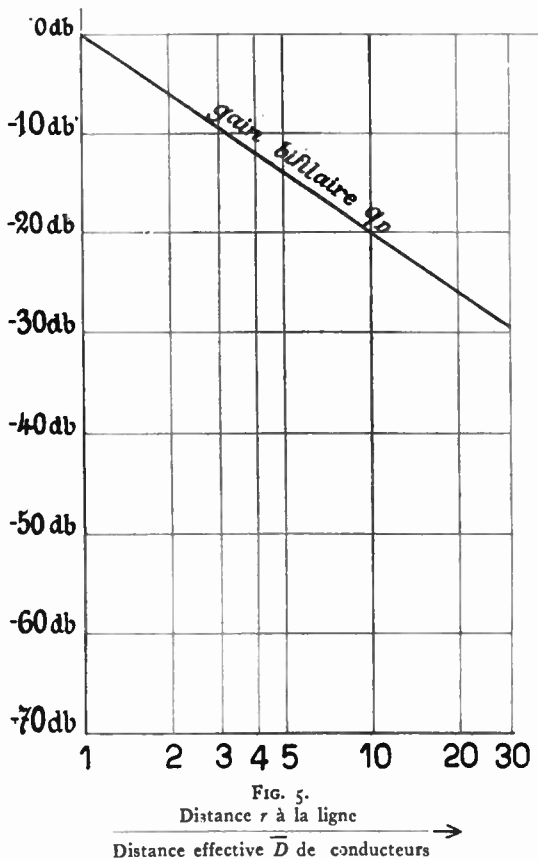


FIG. 5.

Distance r à la ligne

Distance effective $\bar{D}$ de conducteurs

Dès que les conducteurs sont suffisamment rapprochés pour que les courants se concentrent sensiblement sur leurs flancs intérieurs, il faut remplacer D , la distance axiale des conducteurs, par une distance effective :

$$\bar{D} = D \sqrt{1 - (d/D)^2}. \quad (21)$$

On a ainsi la possibilité en rapprochant étroitement les deux conducteurs, d'augmenter considérablement le gain bifilaire. Cependant, ceci ne peut se faire qu'au détriment du rendement, voir Fig. 2. Dans chaque cas spécial il faut donc arriver à un compromis compatible avec les conditions données.

Avec des lignes de fils émaillés torsadés ($d/D \rightarrow 1$) c'est surtout le gain bifilaire augmenté d'après (21) qui produit une diminution extrêmement rapide du champ extérieur. On peut toucher de telles lignes ou même les enchevêtrer sans par cela compromettre sensiblement la transmission.

La ligne déjà mentionnée isolée au polythène ($d = 1$ mm, $D = 2$ mm) fut examinée en la faisant passer à travers l'ouverture d'un diaphragme iris coaxial en métal. Il en résultait qu'avec un diamètre de 10 mm environ la puissance transmise tombait à 75 % de la puissance primitive. Ceci correspondrait

pour une ligne de $d = 0,05$ mm et $D = 0,1$ mm à un diamètre d'iris de 0,5 mm seulement, étant donné que la distribution du champ ne dépend que du rapport entre r et les dimensions linéaires de la ligne.

De ce point de vue, la ligne bifilaire se comporte d'une manière plus intéressante que la ligne à fil unique préconisée par GOUBAU (3), où le transport d'énergie réclame toujours un espace considérable autour du fil. Là, le cylindre à l'intérieur duquel se propage 75 % de l'énergie a par exemple un diamètre de 16 mm, pour une longueur d'onde de $\lambda_0 = 10$ cm et un conducteur de $d = 0,05$ mm enrobé d'un diélectrique de $\epsilon = 2,5$ ayant un diamètre extérieur de $D = 0,1$ mm. En revanche, l'affaiblissement de cette ligne n'est que 1 dB/m devant 10 dB/m pour une ligne bifilaire composée de deux fils du même type.

Une variante asymétrique de la ligne bifilaire comprenant un fil rectiligne, central, isolé, le second conducteur (extérieur) étant enroulé en forme de spirale autour du précédent, présente les mêmes avantages. L'étude en sera effectuée ultérieurement.

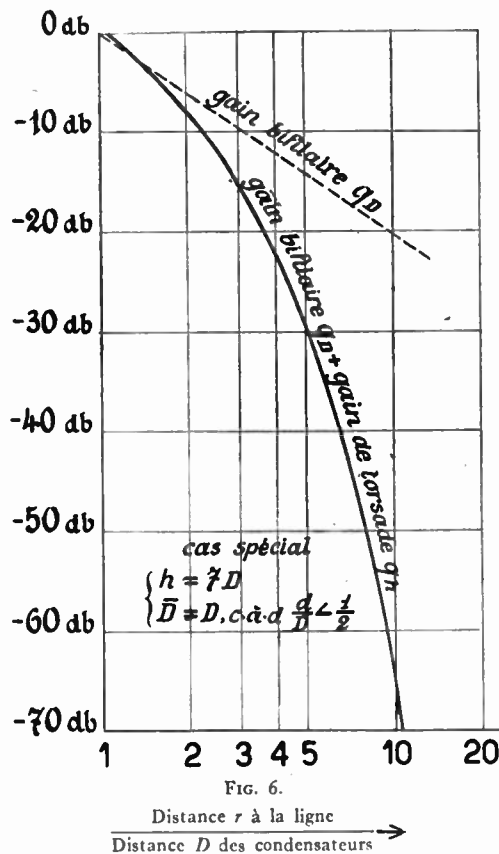


FIG. 6.

Distance r à la ligne

Distance D des conducteurs

L'étude ci-dessus fut exécutée au Laboratoire des Recherches Balistiques et Aérodynamiques à VERNON. Il nous est un devoir agréable de remercier Monsieur NIOGRET d'avoir exécuté les mesures.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) A. WEISSFLOCH, Elektrische Nachrichtentechnik 19 (1942), p. 259.
- (2) JAHNKE-EMDE, Funktionentafeln; Verlag Teubner.
- (3) Georg GOUBAU, Surface waves and their application to transmission lines, Journ. Appl. Physics, Vol. 21, p. 1119-1128 (1950).
- (4) J. F. COLIN, Etude de la propagation d'une onde électromagnétique guidée par une surface métallique recouverte d'une couche de diélectrique, Onde Electrique, Vol. XXI (Mai 1951), 245-256.

LES ANTENNES SUPER-DIRECTIVES

PAR

P. AIGRAIN

Docteur es Sciences

Ingénieur au Commissariat à l'Energie Atomique

Après avoir rappelé la démonstration, de BOUWKAMP et DE BRUIN, du fait qu'une antenne de dimensions finies peut être aussi directive qu'on le désire on étudie de plus près le cas particulier d'une antenne linéaire. On fait un calcul approché par défaut du rapport de l'énergie emmagasinée dans l'antenne à l'énergie rayonnée par unité de temps, qui est de la nature d'un Q . On essaie ensuite de dimensionner l'antenne de telle manière que ce Q soit minimum pour une direction donnée. Le calcul du Q dans un cas particulier montre que celui-ci est énorme, si bien que l'antenne aurait un rendement presque nul.

Introduction.

On appelle une antenne superdirective une antenne dont le lobe principal a une largeur moindre que celle prévue par la relation classique :

$$\overline{\sin \theta_0} = \frac{\lambda}{2a} \quad (1)$$

La possibilité théorique de telles antennes a été démontrée par BOUWKAMP et DE BRUINS (1). Nous donnerons une idée de leur démonstration dans la suite de cet exposé. En fait, aucune antenne superdirective n'a encore été construite. On verra en effet, c'est d'ailleurs le but du présent article de le montrer, qu'une telle antenne aurait une largeur de bande extrêmement faible à moins qu'un autre processus d'amortissement n'intervienne en dehors de la radiation auquel cas l'antenne aurait un rendement négligeable. Cette raison fondamentale qui rend pratiquement inutile la constatation de BOUWKAMP et DE BRUINS semble avoir été d'abord démontrée par WILMOTTE (2) et par CHU (3). Mais ces auteurs n'ont donné que le principe de leur démonstration, basé sur le comportement de l'onde émise au voisinage de la source. Cette démonstration exige des développements mathématiques ardues, aussi avons-nous tenté de donner ici une méthode qui quoique approximative, permet d'arriver beaucoup plus rapidement au résultat.

Nous étudierons le cas d'une antenne linéaire dont la direction d'émission est perpendiculaire à l'antenne. On passerait facilement de là au cas d'une antenne plane ou inclinée par rapport à la direction d'émission.

Nous ferons usage du résultat suivant : le diagramme de rayonnement $I(\theta)$ d'exprimé en fonction de $x = \frac{\sin \theta}{\sin \theta_0}$ où θ_0 est la largeur classique donnée par la relation (1) du lobe principal, est la transformée de FOURIER de la distribution $i(z)$ du courant le long de l'antenne.

L'antenne que nous considérons peut d'ailleurs être constituée par un réseau linéaire d'antennes élémentaires très proches les unes des autres, le résultat précédent continuant à s'appliquer. On trouvera une démonstration de ce résultat dans un article de RIBLET (4).

Nous démontrerons tout d'abord la possibilité de construire des antennes superdirectives, puis nous définirons leur Q selon CHU en admettant que l'antenne n'a pas de perte sauf par radiations ; enfin

nous essayerons de déterminer la distribution du courant et partant, le diagramme de telle manière que ce dernier satisfasse à certaines conditions tout en donnant un Q minimum.

Calcul du diagramme.

L'antenne que nous considérons est limitée de longueur $2a$. Il en résulte que la distribution du courant est nulle en dehors de l'intervalle $(-a, +a)$ (1). Comme $I(x)$ est la transformée de FOURIER de cette distribution de courant on peut la développer en une série de fonctions de la forme :

$$I(x) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n \frac{\sin \pi(x-n)}{\pi(x-n)} \quad (2)$$

$$\text{Posons } N = \frac{2a}{\lambda}$$

L'expression précédente prend en général des valeurs non nulles même si $n > N$, c'est-à-dire si $\sin \theta$ est supérieur à 1. Pour n compris entre $-N$ et $+N$ l'expression (2) représente le diagramme de rayonnement de l'antenne. En dehors de cet intervalle elle n'a aucune signification physique. Toutefois, il faut bien remarquer qu'en général il faut inclure les valeurs de $(n > N)$ lorsque l'on veut recalculer la distribution d'intensité à partir du diagramme. C'est cela même qui rend possible les antennes superdirectives. S'il est impossible en effet de choisir ces coefficients A_n de manière à ce qu'une expression de la forme (2) soit arbitrairement proche d'une fonction donnée à l'avance, il est par contre toujours possible de choisir ces coefficients de manière à ce que la différence entre une fonction donnée dans l'intervalle $(-N, +N)$ et l'expression (2) dans ce même intervalle soit arbitrairement petite. BOUWKAMP et DE BRUINS démontrent ceci en deux temps :

1. Il est possible de trouver un polynôme en x qui approche d'une fonction donnée à n'importe quelle précision désirée dans l'intervalle $(-N, +N)$ (Théorème de WEIERSTRASS).

2. On peut toujours trouver une fonction dont la transformée de FOURIER soit nulle en dehors de l'intervalle $(-a, +a)$ et qui diffère arbitrairement peu de l'un quelconque des termes du polynôme formé en (1). (Résultat déjà démontré par CAMPBELL et FOSTER (5).

Pour les calculs futurs nous allons transformer

légèrement l'expression (2). Remarquons tout d'abord que par raison de symétrie A_n est égal à A_{-n} afin que $I(x)$ soit réel. Nous diviserons d'autre part l'expression (2) en trois termes :

1. Le terme $\frac{\sin \pi x}{\pi x}$ correspondant au diagramme classique d'une antenne à distribution uniforme, en posant $A_0 = 1$.
 2. Les termes pour lesquels $n \leq N$.
 3. Les termes pour lesquels $n < N$.
- En regroupant les termes deux à deux on obtient :

$$I(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} + \sum_{-N}^{+N} A_n \frac{\sin \pi (x-n)}{\pi (x-n)} + \sum_N^{\infty} \frac{\sin \pi x}{\pi x} - \frac{B_n x^2}{x^2 - n^2}$$

$$\text{ou : } B_n = A_n (-1)^n$$

Le problème que nous cherchons à résoudre est de trouver une distribution ou ce qui revient au même les valeurs A_n , B_n telles que le diagramme résultant présente un lobe principal de largeur inférieure à l'exprimée en fonction de $x = \frac{\sin \theta}{\sin \theta_0}$ et un certain nombre de lobes secondaires inévitable mais dont l'amplitude ne doit cependant être nulle part trop grande dans l'intervalle où I présente une signification physique ($-N < x < N$)

Or, remarquons que :

$$I(n) = A_n \quad (-N < n < +N)$$

Soit ε la valeur maximum tolérable des lobes secondaires :

Nous devons avoir $|A_n| < \varepsilon$ et en outre

$$\frac{\sin \pi x}{\pi x} \left| 1 + \sum_N^{\infty} B_n \frac{x^2}{x^2 - n^2} \right| < 2\varepsilon$$

Ceci s'obtiendra évidemment si le facteur :

$$K(x) = 1 + \sum_N^{\infty} B_n \frac{x^2}{x^2 - n^2}$$

n'est nulle part très supérieur à $\frac{2\varepsilon \pi x}{\sin \pi x}$

En outre, nous négligerons dans l'expression pour I les termes en A_n ($|n| < |N|$) qui sont de toute façon petits. Dans ces conditions :

$$I(x) \simeq \frac{\sin \pi x}{\pi x} K(x)$$

Nous désirons que le lobe principal soit de largeur x_0 c'est-à-dire que :

$$I(x_0) = 0$$

Il en résulte que :

$$K(x_0) = 0, \text{ car } \frac{\sin \pi x_0}{\pi x_0} \neq 0 \text{ pour } x_0 < 1$$

Il est possible d'exprimer K comme une série de puissances croissantes de x , convergente dans tout

l'intervalle intéressant. Un développement simple donne en effet :

$$K(x) = 1 - \sum \alpha_p x^{2p} \quad (6)$$

$$\alpha_p = \sum_N^{\infty} B_n \left(\frac{1}{n^2} \right)^p \quad (7)$$

Nous allons maintenant définir selon une méthode proposée par CHU le Q de l'antenne.

Q intrinsèque d'une antenne.

CHU remarque que dans toute distribution de courant il y a une énergie emmagasinée dans le champ au voisinage des conducteurs et que cette énergie est en tous points proportionnelle au carré du courant.

L'énergie emmagasinée sera donc proportionnelle à :

$$P_1 = \int_{-a}^{+a} i^2(z) dz$$

Le facteur de proportionnalité n'étant pas précisé pour le moment,

D'autre part, la puissance rayonnée est évidemment proportionnelle à

$$P_2 = \int_{-N}^{+N} I^2(x) dx$$

Si l'antenne ne perd de l'énergie que par radiation, et qu'après avoir établi la distribution de courant on coupe l'excitation, l'adaptation des « feeders » étant en tous points conçue de manière à ce que la distribution de courant varie partout selon la même loi en fonction du temps (sinon le diagramme de rayonnement varierait lui-même en fonction du temps) alors le courant en un point décroîtra exponentiellement avec une constante de temps proportionnelle à P_1/P_2 . Autrement dit, l'antenne se comportera comme un circuit résonnant dont le Q sera proportionnel à P_1/P_2 . On peut trouver le facteur de proportionnalité en considérant le cas simple d'un élément d'antenne isolé, dont on appellera le Q , Q_0 . Pour un tel élément, $P_1 = P_2$ comme on le voit facilement. D'où :

$$Q \neq Q_0 \frac{P_1}{P_2} \quad (8)$$

Pour le problème qui nous intéresse P_2 est facile à évaluer approximativement. Il vaut en négligeant les lobes secondaires :

$$P_2 \neq \frac{1}{2} x_0 \quad (9)$$

Pour l'évaluation de P_1 , nous utiliserons le théorème de PONCELET qui nous dit que :

$$P_1 = \int_{-a}^{+a} i^2(z) dz = \int_{-\infty}^{+\infty} I^2(x) dx$$

où en profitant du fait que les fonctions $\frac{\sin \pi (x-n)}{\pi (x-n)}$

sont orthonormées :

$$P_1 = 1 + \sum_N A_n^2 = 1 + \sum_N B_n^2 \quad (10)$$

Antennes superdirectives de Q minimum.

Nous admettrons que l'on a choisi les premiers coefficients α_p du développement (6) de manière à ce que le diagramme de rayonnement ait la forme recherchée, il en résulte entre les B_n un certain nombre de relations linéaires :

$$\sum_N B_n \left(\frac{1}{n^2}\right)^p = \alpha_p \quad (7)$$

Nous voulons calculer les B_n de manière à ce que ces relations étant satisfaites :

$$\sum_N B_n^2$$

soit le plus petit possible. Différencions cette dernière expression. Nous obtenons :

$$\sum_N \varepsilon B_n dB_n = 0 \quad (11)$$

pour toutes les valeurs de dB_n satisfaisant à :

$$\sum_N dB_n \left(\frac{1}{n^2}\right)^p = 0 \quad (12)$$

On peut considérer les B_n , dB_n , $\left(\frac{1}{n^2}\right)^p$ etc... comme les composantes de vecteurs dans un espace convenable. Les expressions (11) et (12) expriment alors que tout vecteur $\vec{dB}$ orthogonal à tous les vecteurs de composante $\left(\frac{1}{n^2}\right)^p$ sera aussi orthogonal à $\vec{B}$. Il en résulte que B est une combinaison linéaire des vecteurs de composantes $\left(\frac{1}{n^2}\right)^p$. Pour calculer les coefficients de cette combinaison linéaire il est commode de combiner linéairement les expressions (7) de manière à ce que dans les expressions résultantes :

$$\sum_N B_n \beta_k^n = P_k$$

les coefficients β_k^n soient orthogonaux.

Nous verrons plus loin comment on peut calculer facilement les β_k^n de manière à satisfaire à cette condition.

En désignant par φ_k la norme de β_k^n on aura alors

$$B_n = \sum_k \frac{P_k}{\varphi_k} \beta_k^n$$

d'où l'expression suivante pour P_1 :

$$P = 1 + \sum_k \varepsilon P_k^2 / \varphi_k$$

Le problème du calcul du Q intrinsèque est donc maintenant ramené au problème simple de l'orthogonalisation des β_k^n et au calcul subséquent des P_k .

Orthogonalisation des β_k^n

On pourrait employer la méthode de SCHMIDT. Toutefois il se trouve que dans ce cas particulier il existe une méthode approchée qui donne le résultat sous une forme connue.

Remarquons que les β_k^n sont des polynômes que nous pouvons choisir de degré k en $(1/n^2)$: $\beta_k^n = Q\left(\frac{1}{n^2}\right)$

Les relations d'orthogonalité s'écrivent :

$$\sum_N \beta_k^n \beta_l^n = 0 \quad n \neq l$$

Si N n'est pas trop petit on peut remplacer la somme (ε) par une intégrale. Posons : $u = \frac{N}{n}$ Il vient :

$$\int_{-1}^{+1} \frac{Q_k\left(\frac{u^2}{N^2}\right)}{u} \frac{Q_l\left(\frac{u^2}{N^2}\right)}{u} du = 0$$

Cette relation est évidemment vérifiée en prenant :

$$Q_k = u P_{2k+1}\left(\frac{u}{N}\right); \quad \beta_k^n = \frac{1}{Nn} P_{2k+1}\left(\frac{N}{n}\right)$$

où P_{2k+1} est le polynôme de LEGENDRE d'ordre $2k+1$. Par la même occasion on obtient la norme de β_k^n :

$$\varphi_k = \frac{2N}{4k+3}$$

Le lecteur pourra s'il le désire vérifier la précision de ces expressions pour des valeurs de N même relativement petites (3 ou 4). Il nous reste encore à calculer les P_k . Appelons le coefficient de $(1/n^2)$ dans l'expression de β_k^n , x_k^n . On obtient :

$$P_k = \sum_p \gamma_k^p \alpha_p$$

et :

$$Q = Q_0 \frac{2}{x_0} \left[1 + N \sum_k P_k^2 (4k+3) \right] \quad (13)$$

Il serait difficile et inutile de pousser plus loin le calcul en toute généralité. Nous allons plutôt donner un exemple d'une antenne pas très longue ($N=10$) et relativement peu superdirective ($x_0 = \frac{1}{2}$).

On verra alors les valeurs énormes du Q d'une telle antenne. D

Exemple numérique.

Nous allons déterminer les coefficients de K de manière à ce que :

1. K soit nul pour $x_0 = \frac{1}{2}$
2. Le premier maximum en valeur absolue de K soit de l'ordre de 1, ce qui conduit à :

$$K = 1 - 4 \cdot 7 x^2 + 2 \cdot 75 x^4$$

en ne gardant que deux termes.

Sur les figures 1 et 2 on a représenté la valeur du coefficient K ainsi que le diagramme de rayonnement qui en résulterait. On voit que si l'on voulait maintenir un taux de lobes secondaires convenables il faudrait conserver plus de 2 termes. Le Q que nous

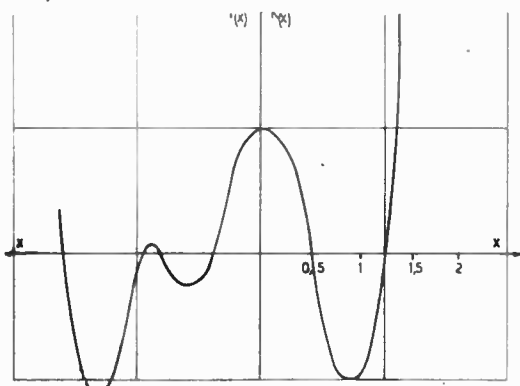


FIG. 1. — A gauche : Diagramme de rayonnement.
A droite : Fonction $K(x)$.

allons calculer sera donc approché par défaut, puisque nous ne garderons que deux termes de la série à termes positifs (13)

En portant les valeurs de α_1, α_2 dans les équations précédemment trouvées, on trouve :

D'où :

$$\begin{aligned} \gamma'_0 &= 1 & P_1 &= -4 \cdot 7 \\ \gamma'_1 &= -\frac{3}{2}; \gamma_1 = \frac{5}{2} N^2 & P_2 &= 694 \end{aligned}$$

d'où la valeur de $Q = 9,2 \cdot 10^6 Q_0$

Q_0 est de l'ordre de 1. Une telle antenne si elle était réalisable sur 3 cm de longueur aurait une bande passante d'une centaine de périodes. En réalité la bande passante serait beaucoup plus élevée parce que les pertes dans le cuivre limiteraient le Q à des valeurs 10 000 fois plus faibles au moins, mais cela revient à dire que seulement 1/100 de 1 % de la puissance envoyée à l'antenne serait effectivement rayonnée, le reste étant perdu. Le faible gain de 2 en directivité serait entièrement détruit par la baisse de rendement.

Quelques remarques sur les résultats précédents.

Ce qui précède montre que les antennes superdirectives peuvent être considérées comme une possibilité purement théorique sans grand intérêt pratique. En réalité, il se pourrait que de telles antennes ne soient pas absolument irréalisables dans les cas d'antennes très courtes et relativement peu superdirectives. Les expressions précédentes ne s'appliquent pas alors en toute rigueur (nous avons supposé N grand), mais considérées comme une première approximation elles donnent des ordres de grandeur acceptables pour le Q , par exemple pour $N = 1, x_0 = 1/2$ on trouve :

$Q = 32 Q_0$ pour une antenne qui satisferait à toutes les conditions posées.

L'intérêt pratique d'une telle réalisation serait d'ailleurs douteux.

Un point qui mérite d'être mentionné est que pour une antenne non superdirective, on trouve identiquement $Q = Q_0$. Cela provient de ce qu'on peut alors choisir $K = 1$, c'est-à-dire $Bn = 0$, les 0 du rayon-

nement de l'antenne étant dûs aux facteurs $\frac{\sin \pi x}{\pi x}$

et non au facteur K .

Dès que l'antenne doit devenir tant soit peu superdirective on est obligé de choisir pour K une expression complexe.

CHU a calculé l'effet de la superdirectivité sur une quantité d'information que l'on peut passer à travers une antenne dans le cas où la relation de TULLER-WIENER-SHANNON est valable (5). Un simple regard aux expressions en case conduit immédiatement au résultat cherché : la superdirectivité n'augmente la puissance rayonnée dans la direction cherchée que d'un facteur $1/x_0$ et la puissance figure dans l'expression pour la quantité d'information sous le signe log.

Par contre, la superdirectivité réduit la bande passante de l'antenne d'un facteur énorme et la bande passante apparaît en facteur dans l'expression pour la quantité d'information. Donc, toute superdirectivité réduit la quantité d'information que l'on peut passer sur l'antenne.

Conclusion.

L'étude précédente était destinée à montrer d'une manière relativement simple les limitations de bande passante et de rendement qui rendent impraticables les antennes superdirectives.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) BOUWKAMP et DE BRUINS. — *The problem of optimum antenna current distribution*. — PHILIPS Res. Rep. 1, 135-188, 1948.
- (2) WILMOTTE. — PIRE 36, 7, p. 878, 1948.
- (3) CHU. — J. A. Phys., Décembre 1948, p. 1163.
- (4) RIBLET. — *Note on maximum directivity of an antenna*, P.I.R.E., 36, 5, p. 620.
- (5) CAMPBELL et FOSTER. — *Fourier Integral for Practical Application*. Van Nostrand, p. 43.
- (6) YARU. — PIRE 39, 9, p. 1081, 1951.

DIFFRACTION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES PAR DES OUVERTURES DANS DES ÉCRANS PLANS CONDUCTEURS

(suite) (1)

PAR

Jean-Pierre VASSEUR

Laboratoire de physique de l'Ecole Normale Supérieure

III. Le principe de Huyghens.

Après avoir été énoncé sous une forme philosophique par HUYGHENS le principe qui porte son nom a été mis par FRESNEL sous la forme où il est encore utilisé en optique élémentaire. Une théorie un peu plus correcte a été donnée par KIRCHHOFF pour les ondes scalaires. De nombreux auteurs ont tenté d'étendre la formule de KIRCHHOFF, aux ondes électromagnétiques, mais le calcul est assez délicat et c'est KOTTLER qui y parvint le premier.

Avant de donner une expression vraiment correcte du principe de HUYGHENS, nous allons parler rapidement de ces deux formules qui sont encore très employées. Après avoir seulement énoncé la formule de KIRCHHOFF, nous démontrerons la formule de KOTTLER et nous verrons alors où elle est inexacte.

a) La formule de Kirchhoff.

Soit une fonction u vérifiant l'équation des ondes :

$$\Delta u + K^2 u = 0.$$

Soit un domaine fini D limité par une surface S .

Nous supposons connues les valeurs de u et $\frac{\partial u}{\partial n}$ sur la surface S ($\vec{n}$ normale à S dirigée vers l'extérieur). et de plus que u et $\frac{\partial u}{\partial n}$ sont continus sur S .

On démontre alors aussitôt que l'intégrale

$$\iint_S \left(u \frac{\partial \varphi}{\partial n} - \varphi \frac{\partial u}{\partial n} \right) d\sigma \quad \varphi = \frac{e^{-ikr}}{r}$$

a pour valeur $4\pi u$ en un point P intérieur à D et 0 en un point M extérieur.

La formule :

$$u(p) = \frac{1}{4\pi} \iint_S \left(u \frac{\partial \varphi}{\partial n} - \varphi \frac{\partial u}{\partial n} \right) d\sigma$$

est connue en optique sous le nom de formule de KIRCHHOFF.

Elle a longtemps été considérée comme la traduction analytique du principe de HUYGHENS pour la raison suivante.

Cette formule considère le rayonnement arrivant au point P comme résultant de l'interférence de rayonnements émis par les différents points de S . Or, un élément de S contient deux sources :

$$\varphi \frac{\partial u}{\partial n} d\sigma$$

représente une onde sphérique dont l'amplitude est la même dans toutes les directions. C'est le rayonnement d'une sphère pulsante située au point $d\sigma$ de S .

$$u \frac{\partial \varphi}{\partial n} d\sigma$$

représente une onde sphérique dont l'amplitude varie comme $\cos(\vec{n}, \vec{r})$ (en effet $\frac{\partial \varphi}{\partial n} = \frac{\partial \varphi}{\partial r} \cos(\vec{n}, \vec{r})$) c'est le rayonnement d'un doublet acoustique placé au point $d\sigma$.

La somme de ces deux rayonnements à un diagramme d'amplitude en cardioïde ($\rho = 1 + \cos \theta$)

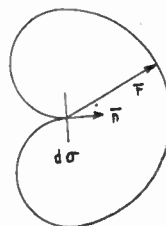


FIG. 2.

et l'on explique ainsi qu'il n'y a lieu de considérer que l'une des enveloppes des ondes sphériques émises par les différents éléments $d\sigma$ (fig. 2).

En d'autres termes ces ondelettes ne donnent pas de rayonnement vers l'arrière. On a ainsi levé une objection fondamentale au principe de HUYGHENS.

(1) Voir *Onde Electrique*, N° 298 (Janvier 1952), pages 3 à 12.

Mais si ceci est très rigoureux quand S est une surface fermée il n'en est plus de même pour l'application à un cas de diffraction où S représente l'ouverture d'un écran.

Dans ce cas, on imagine une surface fictive continuant l'ouverture le long de l'écran et entourant à l'infini le point où l'on veut calculer le champ et on prend la valeur 0 pour u et $\frac{\partial u}{\partial n}$ sur cette surface, tandis que sur l'ouverture on prend des valeurs de champ incident. Les hypothèses initiales de continuité ne sont alors plus vérifiées.

De plus on avait supposé u et $\frac{\partial u}{\partial n}$ nuls sur l'écran, et la formule de KIRCHHOFF leur y donne une valeur finie. On pourrait penser faire un calcul par approximations successives en reprenant ces valeurs pour base d'un nouveau calcul et en répétant ce processus, mais rien ne dit que le calcul converge, d'autant plus que les valeurs de u et $\frac{\partial u}{\partial n}$ calculées tout près de l'ouverture ne coïncident pas avec celles prises pour base du calcul, et qu'il y a lieu également de faire intervenir dans le calcul la surface à l'infini dont la contribution ne tend pas vers zéro.

Nous n'insisterons pas sur ces considérations bien connues et nous constaterons cependant que malgré tous ces inconvénients théoriques, cette formule donne souvent d'excellents résultats numériques.

C'est pourquoi on a voulu l'étendre sur ondes électromagnétiques. Comme chaque composante des champs satisfait à l'équation des ondes il était naturel d'écrire :

$$\begin{aligned}\bar{E}(p) &= \frac{1}{4\pi} \iint_S \left(\bar{E} \frac{\partial \varphi}{\partial n} - \varphi \frac{\partial \bar{E}}{\partial n} \right) d\sigma \\ \bar{H}(p) &= \frac{1}{4\pi} \iint_S \left(\bar{H} \frac{\partial \varphi}{\partial n} - \varphi \frac{\partial \bar{H}}{\partial n} \right) d\sigma\end{aligned}$$

Si cette formule est indiscutable dans le cas où la surface S est fermée et où les conditions de continuité sont respectées, elle est manifestement fautive dans les autres cas pour la simple raison que les champs obtenus alors, ne vérifient pas les équations de MAXWELL (ils contiennent des sphères puissantes électromagnétiques). Ceci n'est pas pour nous étonner, puisque nous avons vu que nous n'avions pas le droit d'appliquer la formule de KIRCHHOFF, à chaque composante des champs, si S n'est pas fermée.

C'est pour éliminer cet inconvénient que KOTTLER a fait une théorie qui suit de beaucoup plus près les idées de HUYGHENS et qui ne fait intervenir que des sources élémentaires physiquement concevables.

b) 1) Formules de Kottler.

L'idée fondamentale de KOTTLER est de remplacer un problème de « valeurs aux limites » par un problème de « discontinuité aux limites ».

Il considère un écran plan percé d'un orifice de forme quelconque. La fonction de l'écran est d'arrêter la propagation des ondes, mais comme la théorie ne tient pas compte des conditions imposées par l'écran, KOTTLER considère que son écran est « noir ». Ceci signifie que l'écran absorbe les ondes incidentes quelles qu'elles soient, sans jamais en réfléchir aucune. Mathématiquement il n'impose aucune condition aux limites. KOTTLER considère donc un rayonnement incident sur l'écran, et qui n'est pas modifié par la présence de celui-ci. Son idée de base consiste alors à supposer le rayonnement incident en quelque sorte coupé sur le plan de l'écran, de sorte qu'il ne continue pas sa marche de l'autre côté.

Le rayonnement de l'autre côté de l'écran est alors produit par des sources fictives réparties sur la surface de l'ouverture et déterminées de façon à ce que la discontinuité du champ de part et d'autre de chaque point de cette surface recouverte de sources soit précisément égale à la valeur du champ incident en ce point. On voit que cette méthode serre de très près les idées de HUYGHENS.

Le calcul de KOTTLER étant un peu long, nous allons reproduire la démonstration équivalente de DE BROGLIE [22]. Nous ne ferons qu'indiquer la méthode car certains calculs seront repris plus loin.

Si nous supposons la présence de charges électriques et magnétiques et de courants électriques et magnétiques, de densités respectives ρ δ $\vec{i}$ $\vec{j}$ les équations de MAXWELL s'écrivent :

$$\begin{aligned}\frac{1}{c} \frac{\partial \bar{E}}{\partial t} &= \text{rot } \bar{H} - \frac{4\pi}{c} \vec{i} \\ -\frac{1}{c} \frac{\partial \bar{H}}{\partial t} &= \text{rot } \bar{E} + \frac{4\pi}{c} \vec{j} \\ \text{div } \bar{E} &= 4\pi \rho \\ \text{div } \bar{H} &= 4\pi \delta\end{aligned}$$

Dans tout ce qui suit nous supposerons que toutes les quantités considérées dépendent du temps par un facteur :

$$e^{i\omega t} = e^{ikct} \quad k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{c}$$

de sorte que le temps ne sera plus écrit dans les équations. Nous définissons de la façon usuelle les potentiels scalaire et vecteur V et $\vec{A}$ et les antipotentels scalaire et vecteur V' et $\vec{A}'$ tels que :

$$\begin{aligned}\bar{E} &= -ik\vec{A} - \text{grad } V - \text{rot } \vec{A}' \\ \bar{H} &= -ik\vec{A}' - \text{grad } V' + \text{rot } \vec{A}\end{aligned}$$

Mais les relations de LORENTZ :

$$\text{div } \vec{A} + ikV = 0 \quad \text{div } \vec{A}' + ikV' = 0$$

nous permettent de ne considérer que les potentiels vecteurs.

$$1^o \quad \left\{ \begin{array}{l} \bar{E} = -ik \bar{A} + \frac{1}{ik} \text{grad div } \bar{A} - \text{rot } \bar{A}' \\ \bar{H} = -ik \bar{A}' + \frac{1}{ik} \text{grad div } \bar{A}' + \text{rot } \bar{A} \end{array} \right.$$

Si les courants $\bar{i}$ et $\bar{j}$ circulent sur la surface S dont le contour est C les potentiels vecteurs sont :

$$2^o \quad \bar{A} = \frac{1}{c} \iint_S \bar{i} \varphi d\sigma \quad \bar{A}' = \frac{1}{c} \iint_S \bar{j} \varphi d\sigma$$

Où nous posons comme dans toute la suite :

$$\varphi = \frac{e^{-ikr}}{r}$$

r étant la distance du point où l'on calcule le champ au point où circule le courant.

D'autre part il est bien connu que les discontinuités rencontrées en traversant une surface portant des sources, sont données par ($\bar{n}$ normale à S dirigée dans le sens de la propagation) :

$$3^o \quad \left\{ \begin{array}{l} \bar{i} = -\frac{c}{4\pi} \bar{n} \wedge \bar{H} \quad \rho = -\frac{1}{4\pi} \bar{n} \cdot \bar{E} \\ \bar{j} = \frac{c}{4\pi} \bar{n} \wedge \bar{E} \quad \delta = -\frac{1}{4\pi} \bar{n} \cdot \bar{H} \end{array} \right.$$

Donc, si nous supposons que le champ est nul d'un côté de la surface S et si nous y répartissons des sources $\rho \delta \bar{i} \bar{j}$, nous aurons de l'autre côté un champ $\bar{E}$ et $\bar{H}$ donné par les relations 3.

KOTTLER suppose alors que le champ des sources réparties sur l'ouverture S de l'écran est nul d'un

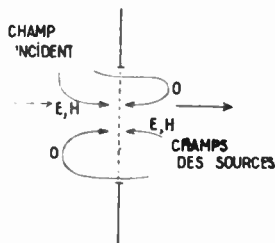


FIG. 3.

côté de S , et, pour que le champ de ces sources soit en continuité avec le champ incident, il y répartit les sources calculées par les relations 3) où $\bar{E}$ et $\bar{H}$ représentent le champ incident.

En somme le champ dans tout l'espace est la somme de deux champs dont chacun est nul d'un côté de l'ouverture, et qui se raccordent le long de celle-ci (Fig. 3).

En associant les formules 1) 2) et 3) on obtient les relations bien connues.

$$4a) \quad \bar{E} = \frac{1}{4\pi ik} \int_C \text{grad } \varphi (\bar{H} \cdot d\bar{s}) + \frac{1}{4\pi} \iint_S [ik \varphi \bar{n} \wedge \bar{H} - (\bar{n} \wedge \bar{E})_\wedge \text{grad } \varphi - (\bar{n} \cdot \bar{E}) \text{grad } \varphi] d\sigma$$

$$4b) \quad \bar{H} = -\frac{1}{4\pi ik} \int_C \text{grad } \varphi (\bar{E} \cdot d\bar{s}) - \frac{1}{4\pi} \iint_S [ik \varphi \bar{n} \wedge \bar{E} + (\bar{n} \wedge \bar{H})_\wedge \text{grad } \varphi + (\bar{n} \cdot \bar{H}) \text{grad } \varphi] d\sigma$$

que l'on peut encore écrire par analogie avec les formules de KIRCHHOFF.

$$5a) \quad \bar{E} = \frac{1}{4\pi ik} \int_C \text{grad } \varphi (\bar{H} \cdot d\bar{s}) + \frac{1}{4\pi} \int_C \varphi \bar{E} \wedge d\bar{s} + \frac{1}{4\pi} \iint_S \left(\varphi \frac{\partial \bar{E}}{\partial n} - \bar{E} \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right) d\sigma$$

$$5b) \quad \bar{H} = -\frac{1}{4\pi ik} \int_C \text{grad } \varphi (\bar{E} \cdot d\bar{s}) + \int_C \varphi \bar{H} \wedge d\bar{s} + \frac{1}{4\pi} \iint_S \left(\varphi \frac{\partial \bar{H}}{\partial n} - \bar{H} \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right) d\sigma$$

Dans ces relations $\bar{E}$ et $\bar{H}$ au premier membre sont les valeurs du champ diffracté tandis qu'au second membre ils sont les valeurs du champ incident au point centre de l'élément $d\sigma$.

$\bar{n}$ est la normale à l'écran dirigée de la lumière incidente vers la lumière diffractée. Le contour C de l'ouverture S est orienté dans le sens inverse des aiguilles d'une montre pour un observateur orienté comme $\bar{n}$.

Enfin, les dérivations portent sur le centre de l'élément $d\sigma$.

L'interprétation physique de ces formules est bien simple: dans les relations 4a) 4b) l'intégrale de surface représente le champ des sources superficielles réparties sur la surface de l'ouverture tandis que l'intégrale de contour représente le champ de charges linéaires réparties sur le contour de l'ouverture. Ces charges servent de réservoir aux courants qui arrivent normalement au contour et que l'on ne peut pas arrêter brusquement sans cesser de satisfaire aux équations de conservation. Il est bien nécessaire que le fluide transporté par ce courant s'accumule en une charge au point où l'on arrête le courant.

Si d'ailleurs on omet l'intégrale de contour comme l'ont fait de nombreux auteurs, le champ fourni par les intégrales de surfaces seules ne satisfait plus aux équations de MAXWELL.

Conséquences des formules de Kottler.

Avant de critiquer ces formules nous allons les appliquer à deux cas particuliers, un très petit trou et un trou circulaire de dimension quelconque.

2) Rayonnement d'un petit trou dans un écran noir. (185).

Supposons que le plan xoy représente un écran noir percé d'un petit trou rectangulaire de dimensions $dx \, dy$ autour de l'origine.

Le champ incident est quelconque et arrive du côté des $z < 0$. Nous le représenterons par $\bar{E} (E^x E^y E^z)$ et $\bar{H} (H^x H^y H^z)$. Le champ diffracté portera l'indice 1 et nous allons le calculer en un point $X Y Z$ de la région $z > 0$.

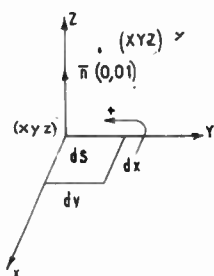


Fig. 4.

Nous allons donc appliquer à ce cas les formules 4a) 4b).

Pour cela, nous appellerons xyz les coordonnées de l'origine (Fig. 4), ceci parce que nous aurons à dériver par rapport à ce point, on a :

$$r = [(X-x)^2 + (Y-y)^2 + (Z-z)^2]^{1/2}$$

$$\varphi = e^{-ikr}$$

Nous poserons pour abrégé :

$$6) \left\{ \begin{aligned} V^x &= \frac{\partial \varphi}{\partial x} = \left(ik \frac{e^{-ikr}}{r^2} + \frac{e^{-ikr}}{r^3} \right) (X-x) \\ V^y &= \frac{\partial \varphi}{\partial y} = \left(\quad \quad \quad \right) (Y-y) \\ V^z &= \frac{\partial \varphi}{\partial z} = \left(\quad \quad \quad \right) (Z-z) \end{aligned} \right.$$

V^x, V^y, V^z sont les coordonnées de $\text{grad } \varphi$.

Notons tout de suite des relations qui nous serviront dans la suite :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial X} = -V^x \quad \frac{\partial \varphi}{\partial Y} = -V^y \quad \frac{\partial \varphi}{\partial Z} = -V^z$$

Nous noterons d'une façon générale la dérivée d'une composante A^x par $\frac{\partial A^x}{\partial y} = A_{y'}^x$ etc...

On a donc :

$$7) \quad V_{y'}^x = V_{x'}^y \quad V_{x'}^x = V_{x'}^x \quad V_{z'}^x = V_{z'}^x$$

et les identités qui s'en déduisent par dérivation telles que :

$$V_{y'z'}^x = V_{z'y'}^x$$

Enfin on a :

$$V_{x'}^x + V_{y'}^y + V_{z'}^z = -k^2 \varphi$$

Nous allons maintenant calculer les différentes intégrales, posons pour abrégé :

$$A = \int \text{grad } \varphi (\bar{H} \cdot \bar{ds})$$

on trouve :

$$A_x = \int_x^{x+dx} V^x H^x dx + \int_y^{y+dy} (V^x + V_{x'}^x dx) (H^y + H_{y'}^y dy) dy + \int_{x+dx}^x (V^z + V_{z'}^z dy) (H_x + H_{x'}^x dy) dx + \int_{y+dy}^y V^y H^y dy$$

On trouve ainsi en négligeant les termes d'ordre supérieur.

$$8) \left\{ \begin{aligned} A^x &= -H^x V_{y'}^x dS - H_{y'}^x V^x dS + H^y V_{x'}^x dS + H_{x'}^y V^x dS \\ A^y &= -H^y V_{x'}^y dS - H_{x'}^y V^y dS + H^x V_{y'}^y dS + H_{y'}^x V^y dS \\ A^z &= -H^z V_{x'}^z dS - H_{x'}^z V^z dS + H^x V_{z'}^z dS + H_{z'}^x V^z dS \end{aligned} \right.$$

Enfin on trouve aussitôt que les autres intégrales ont pour composantes :

$$9) \left\{ \begin{aligned} \iint (\bar{n}_\Lambda \bar{H}) \varphi d\sigma &= -H^x \varphi dS, \quad H^y \varphi dS, \quad 0 \\ \iint (\bar{n}_\Lambda \bar{E})_\Lambda \text{grad } \varphi d\sigma &= E^x V^x dS, \quad E^y V^y dS, \quad -dS (E^x V^x + E^y V^y) \\ \iint (\bar{n} \cdot \bar{E}) \text{grad } \varphi d\sigma &= E^x V^x, \quad E^y V^y, \quad E^z V^z \end{aligned} \right.$$

Nous obtenons alors E_1 en ajoutant ces intégrales après les avoir multiplié respectivement par

$$\frac{1}{4\pi ik}, \quad \frac{1}{4\pi}, \quad -\frac{1}{4\pi}, \quad -\frac{1}{4\pi}$$

Nous voyons ainsi apparaître dans E_1 le vecteur

$$\frac{1}{4\pi} \left(-\frac{1}{ik} H_{y'}^x + \frac{1}{ik} H_{x'}^y - E^z \right) \text{grad } \varphi$$

qui représente une sphère pulsante.

Fort heureusement la parenthèse est nulle puisque le champ incident vérifie les équations de MAXWELL.

Une fenêtre de HUYGHENS ne contient donc jamais de sphère pulsante.

Ceci se conçoit d'ailleurs aisément car le rayonnement d'une sphère pulsante serait celui d'une charge $q e^{i\omega t}$, mais il est impossible qu'une telle charge existe sans qu'il y ait quelque part une autre charge $-q e^{i\omega t}$ qui rayonne elle aussi. On ne peut donc pas transporter les sphères pulsantes du domaine de l'acoustique à celui de l'électromagnétisme où les vibrations sont vectorielles et transversales.

Nous notons au passage que la simplification précédente, qui était indispensable pour que le champ diffracté vérifie les équations de MAXWELL, fait disparaître de l'expression de celui-ci toute trace des composantes sur O_z du champ incident. Ceci posé, le calcul se termine sans difficultés et l'on trouve après un calcul analogue relatif à H_1 :

$$\begin{aligned}
 E_1^x &= \frac{dS}{4\pi} \left[-\frac{1}{ik} H^x V_y^{z'} + \frac{1}{ik} H^y V_z^{x'} - ik H^y \varphi - E^x V^x \right] \\
 E_1^y &= \frac{dS}{4\pi} \left[-\frac{1}{ik} H^x V_y^{z'} + ik H^x \varphi + \frac{1}{ik} H^y V_z^{x'} - E^y V^x \right] \\
 E_1^z &= \frac{dS}{4\pi} \left[-\frac{1}{ik} H^x V_y^{z'} + \frac{1}{ik} H^y V_z^{x'} + E^x V^x + E^y V^y \right] \\
 10) \quad H_1^x &= \frac{dS}{4\pi} \left[-H^x V^z + \frac{1}{ik} E^x V_y^{z'} - \frac{1}{ik} E^y V_z^{x'} + ik E^y \varphi \right] \\
 H_1^y &= \frac{dS}{4\pi} \left[-H^y V^z + \frac{1}{ik} E^x V_y^{z'} - ik E^x \varphi - \frac{1}{ik} E^y V_z^{x'} \right] \\
 H_1^z &= \frac{dS}{4\pi} \left[H^x V^x + H^y V^y + \frac{1}{ik} E^x V_y^{z'} - \frac{1}{ik} E^y V_z^{x'} \right]
 \end{aligned}$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{R_2''} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{R_2'} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{R_1'} \quad \underbrace{\hspace{10em}}_{R_1''}$

Ce champ doit vérifier les équations de MAXWELL. Il se trouve qu'il est la somme des 4 champs R_1', R_1'', R_2', R_2'' qui vérifient chacun pour leur compte les équations de MAXWELL comme on le voit aussitôt en tenant compte des relations 7) et du fait qu'il faut maintenant dériver par rapport à XYZ.

On a par exemple pour R_2'' :

$$ik H_1^x + \frac{\partial E_1^x}{\partial Y} - \frac{\partial E_1^y}{\partial Z} = H^x \left(-ik V^x + \frac{1}{ik} V_y^{z'} - \frac{1}{ik} V_z^{x'} + ik V^x \right) = 0 \quad \text{etc...}$$

Nous remarquerons de plus que les champs R_1', R_1'', R_2', R_2'' sont identiques à ceux bien connus du rayonnement de doublets élémentaires portés par Ox et Oy plus exactement :

R_1' est le champ d'un dipôle magnétique porté par Oy de moment :

$$M^y = -\frac{idSE^x}{4\pi k}$$

R_1'' est le champ d'un dipôle magnétique porté par O_z de moment :

$$M^z = \frac{idSE^y}{4\pi k}$$

R_2' est le champ d'un dipôle électrique porté par O_y de moment :

$$M^y = \frac{idSH^x}{4\pi k}$$

R_2'' est le champ d'un dipôle électrique porté par Ox de moment :

$$M^x = -\frac{idSH^y}{4\pi k}$$

Un petit trou percé dans un écran noir rayonne, d'après la formule de KOTTLER comme s'il contenait deux doublets. Un doublet électrique se déduisant de la projection de $\vec{H}$ sur le plan de l'ouverture par une rotation de $+\frac{\pi}{2}$, une multiplication par $\frac{dS}{4\pi k}$ et dont la vibration a un retard de phase de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à $\vec{H}$, un doublet magnétique se déduisant de la projection de $\vec{E}$ sur le plan de l'ouverture par une rotation de $-\frac{\pi}{2}$, une multiplication par $\frac{dS}{4\pi k}$ et dont la vibration a un retard de phase de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à $\vec{E}$.

L'ouverture ne contient en aucun cas de sphère pulsante.

(Les rotations sont comptées autour de la normale $\vec{n}$ dirigée dans le sens de la propagation).

Il est assez normal de voir apparaître ces dipôles puisque au fond nous les avons introduits dans les hypothèses d'établissement des formules de KOTTLER lorsque nous avons supposé qu'en chaque point les densités de courant étaient proportionnelles aux champs incidents.

Il est plus curieux de voir disparaître de l'expression du champ diffracté, les composantes normales E^z, H^z du champ incident.

Dans l'établissement des formules, nous avons disposé sur la surface des charges proportionnelles à E^x et H^x et ce sont là les seules sources faisant intervenir ces composantes. Or, nous avons vu plus haut que ces charges neutralisaient exactement celles

introduites par la variation d'amplitude des courants $\vec{i}$ et $\vec{j}$, le long de la surface, ce qui était indispensable pour que le champ diffracté vérifie les équations de MAXWELL. On voit ainsi clairement pourquoi les hypothèses de départ de proportionnalité des sources en un point de la surface au champ incident en ce point conduisent à des formules où les composantes normales des champs incidents figurent explicitement, mais disparaissent au cours du calcul d'un cas pratique de diffraction.

Nous remarquerons encore que le fait de la proportionnalité à dS de l'amplitude des champs diffractés par un petit orifice est une conséquence évidente de la même hypothèse.

Enfin, nous constatons en regardant le calcul qui conduit aux formules [10] que les termes provenant des intégrales curvilignes sont du même ordre de grandeur que les autres.

3) Petit trou dans un écran plan réfléchissant.

Bien que ce cas ne relève pas directement des formules de KOTTLER, il est assez naturel de le traiter de la façon suivante :

Le petit trou ne laisse passer que très peu d'énergie et ne modifie sensiblement pas le champ incident. Celui-ci va donc se réfléchir presque comme si le trou n'existait pas. Le champ diffracté sera donc la somme des deux champs diffractés séparément par le champ incident et le champ réfléchi sur l'écran non percé.

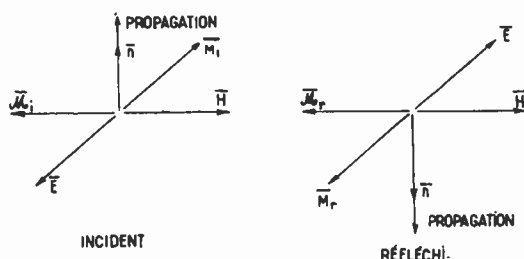


FIG. 5.

Le résultat est alors très simple en utilisant les doublets contenus dans le trou. Comme les composantes normales des champs incidents n'interviennent pas, nous pouvons supposer ceux-ci dans le plan du trou et disposés comme sur la figure 5. Le trou contient alors deux doublets électriques et magnétiques dont nous avons indiqué la disposition. Le champ réfléchi se propage en sens inverse du champ incident, son champ magnétique est le même que celui du champ incident, et son champ électrique directement opposé (Fig. 5).

Pour trouver les doublets correspondants, nous devons donc retourner la normale $\vec{n}$ et la règle indiquée plus haut montre que le doublet magnétique correspondant au champ réfléchi, à même grandeur et direction que celui du champ incident, alors que le doublet électrique est égal et opposé à celui du champ incident.

D'après KOTTLER, un petit trou dans un écran plan réfléchissant rayonne donc comme s'il contenait

un doublet magnétique se déduisant de la projection du vecteur électrique du champ incident en l'absence d'écran par une projection sur le plan de l'écran, une rotation de $-\frac{\pi}{2}$ autour de la normale dirigée de la lumière incidente vers la lumière diffractée et une multiplication par $\frac{dS}{2\pi k}$.

Nous remarquerons que ce champ satisfait aux conditions limites sur l'écran, c'est-à-dire que la composante tangentielle du champ électrique diffracté est nulle sur l'écran.

Nous verrons par contre que des calculs plus rigoureux faits par Lord RAYLEIGH et BETHE, dans le cas d'un petit trou circulaire conduisent à un champ diffracté où interviennent effectivement les composantes normales des champs incidents et dont l'amplitude est proportionnelle à $(dS)^{\frac{3}{2}}$ au lieu de dS comme l'indique KOTTLER.

4) Diffraction par un trou circulaire.

Nous allons chercher le champ diffracté en un point de son axe par un trou circulaire percé dans un plan noir qui reçoit normalement une onde plane.

Ce cas est un de ceux où les formules 5a) 5b) sont intégrables exactement.

Nous prendrons l'écran dans le plan xOy . L'orifice sera l'intérieur du cercle $x^2 + y^2 = R^2$; $z = 0$. Le champ incident du côté $z < 0$ a pour expression :

$$E^z = E e^{ik(ct - z)}$$

$$H^y = E e^{ik(ct - z)}$$

Et nous cherchons le champ en un point $P(o, o, Z)$ de la région $z > 0$.

Nous prendrons enfin des coordonnées polaires ρ, θ dans le plan xOy (fig. 6).

Un point courant du cercle aura donc pour coordonnées x, y, z avec $z = 0$ ou ρ, θ .

Posons pour abréger :

$$A = \int \text{grad } \varphi (\vec{H} \cdot \vec{ds})$$

On trouve aussitôt, d étant la distance de P à un point de la circonférence.

$$\begin{aligned} A_x &= \int \left(-ik \frac{e^{-ikd}}{d^2} - \frac{e^{-ikd}}{d^3} \right) x H e^{ikct} ds \cos \theta \\ &= \pi H e^{ikct} R^2 \left(-ik \frac{e^{-ikd}}{d^2} - \frac{e^{-ikd}}{d^3} \right) \end{aligned}$$

$$A_y = A_z = 0.$$

L'intégrale $\int \varphi (\vec{E}_\perp \cdot \vec{ds})$ est nulle. Calculons enfin l'intégrale :

$$\vec{B} = \iint \left(\vec{r} \frac{\partial \vec{E}}{\partial n} - \vec{E} \frac{\partial \vec{r}}{\partial n} \right) d\sigma$$

On a évidemment $B_y = B_z = 0$

$$B_x = -E e^{ikct} \iint_s \left[ik \frac{e^{-ikr}}{r} - \frac{Z}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{e^{-ikr}}{r} \right) \right] d\sigma$$

puisque :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial n} = \frac{\partial \varphi}{\partial z} = -\frac{\partial \varphi}{\partial r} \frac{Z-z}{r} = -\frac{\partial \varphi}{\partial r} \frac{Z}{r}$$

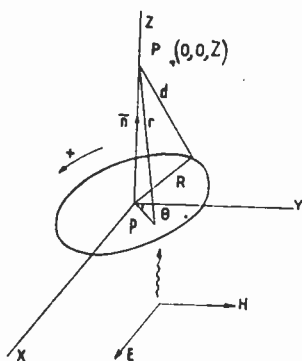


FIG. 6.

Nous passons alors en coordonnées polaires $\rho\theta$ et nous avons $r = \sqrt{\rho^2 + z^2}$ $d\sigma = \rho d\rho d\theta$ et nous faisons le changement de variable $\sqrt{\rho^2 + z^2} = r$ qui donne $\rho d\rho = r dr$.

On trouve ainsi :

$$B_x = -2\pi E e^{ikct} \left(2e^{-ikZ} - e^{-ikd} - \frac{Z}{d} e^{-ikd} \right)$$

On trouve finalement :

$$E_1^z = E e^{ikct} \left[-e^{-ikZ} + e^{-ikd} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{Z}{d} - \frac{R^2}{4d^2} + \frac{iR^2}{4kd^3} \right) \right]$$

$$11) H_1^r = E_1^z$$

$$E_1^r = E_1^z = H_1^r = H_1^z = 0.$$

Le calcul précédent ne néglige aucun terme et est par conséquent valable à toutes distances de l'origine et quel que soit le diamètre du cercle.

Le fait que le rayonnement diffracté ne converge pas vers le rayonnement incident quand R tend vers l'infini, traduit simplement que les intégrales cessent d'être définies dans ce cas. Pour qu'elles soient définies il faudrait que le champ incident qui y figure décroisse à l'infini au moins comme $\frac{1}{r}$.

Au fond ceci provient simplement de l'inexistence physique d'une onde plane infinie. Celle-ci transporterait en effet une énergie infinie. L'assimilation d'une portion d'onde à une onde plane, qui peut être légitime dans un domaine fini, conduit en général

à de telles singularités quand on veut l'étendre à des domaines infinis.

Il est plus intéressant de voir ce qui se passe dans le voisinage du plan du trou. Le champ diffracté est une fonction continue de Z au voisinage de $Z = 0$ et quand Z tend vers 0 le champ diffracté tend vers :

$$E_1^z(Z=0) = H_1^r(Z=0) = E e^{ikct} \left[-1 + e^{-ikr} \left(\frac{1}{4} + \frac{i}{4kR} \right) \right]$$

Nous devrions retrouver les champs incidents et nous voyons qu'il n'en est jamais ainsi.

Cet exemple montre donc que les formules de KOTTLER n'assurent pas la continuité du champ incident et du champ diffracté comme elles devraient le faire si elles étaient exactes.

5) Critique des formules de Kottler.

La traduction mathématique du principe de HUYGHENS par les formules de KOTTLER fournit un rayonnement diffracté qui satisfait bien aux équations de MAXWELL, mais cependant est inacceptable pour les raisons suivantes :

1° Les composantes normales des champs incidents n'interviennent, en fait, pas dans le champ diffracté.

2° Le champ diffracté ne se raccorde pas avec le champ incident dans le plan de l'ouverture.

3° Appliquées à des petits orifices, les formules de KOTTLER conduisent à un champ diffracté dont l'ordre de grandeur n'est pas correct.

4° Elles ne tiennent pas compte des conditions imposées par l'écran. On peut dire qu'elles s'appliquent à un écran noir mais, si une telle conception peut être utile en optique, elle est inacceptable en radioélectricité.

L'erreur fondamentale de KOTTLER est de supposer que les sources ρ , δ , $\vec{i}$, $\vec{j}$ situées en chaque point de l'orifice sont proportionnelles aux champs incidents en ce point.

Considérons en effet une surface portant des charges et des courants ρ , δ , $\vec{i}$, $\vec{j}$. Le champ en un point, même très voisin de la surface, est une fonction de sources sur toute la surface et non pas seulement des sources situées au voisinage. En un point voisin de la surface les sources proches et les sources éloignées produisent des champs du même ordre de grandeur. La méthode correcte consiste donc à répartir sur la surface des sources à calculer par une intégrale le champ de ces sources en un point voisin de la surface et à écrire pour déterminer les sources que ce champ est en continuité avec le champ incident. Cette méthode conduit malheureusement à des calculs bien plus compliqués.

On peut expliquer autrement l'erreur de KOTTLER. Imaginons une surface portant pour simplifier, des charges électriques de densité ρ . Dans l'établissement des formules de KOTTLER, nous avons écrit que la composante normale du champ électrique était nulle d'un côté de la surface et valait $4\pi\rho$ de l'autre.

Or, il est bien exact que la discontinuité de la composante normale du champ électrique est $4\pi\rho$ en traversant la surface chargée, mais on ne trouvera les valeurs 0 d'un côté et $4\pi\rho$ de l'autre que si la surface est fermée.

Les formules de KOTTLER sont donc rigoureusement exactes dans le cas des surfaces fermées. Dans ce cas les intégrales de contour s'annulent et les formules 5a) 5b) montrent que les formules de KOTTLER se réduisent à celles de KIRCHHOFF. Nous savions bien que les formules de KIRCHHOFF sont valables quand on les étend à une surface fermée, mais ce résultat a bien peu d'intérêt en physique.

Certains auteurs ont pensé arranger les choses en écrivant que le champ produit par les sources réparties sur une surface plane a même valeur des deux côtés de la surface, mais en gardant la proportionnalité locale entre les sources et le champ incident.

Ceci ne fait que modifier les résultats de KOTTLER par un facteur 2 ce qui n'améliore pas beaucoup les formules.

On conçoit cependant que cette loi de proportionnalité locale soit à peu près vérifiée si l'ouverture est très grande, dans ce cas la diffraction éloignée est faible et la nature de l'écran influe peu. Les formules de KOTTLER se présentent donc comme des formules asymptotiques valables pour de grandes ouvertures; en fait elles se vérifient assez bien par l'expérience pour des ouvertures aussi petites que quelques longueurs d'onde.

Dans ce cas, on a suggéré d'améliorer le résultat du calcul en procédant de la façon suivante :

Un premier calcul, fait en partant du champ incident, donne une certaine distribution de champ dans l'ouverture, on prend alors cette distribution comme base d'un second calcul qui va donner une nouvelle distribution dans l'ouverture et l'on continue ainsi.

Ce procédé ne paraît pas excellent, d'une part rien n'assure la convergence du résultat et d'autre part, ou bien l'écran est vraiment noir et l'on ne voit pas pourquoi le champ dans l'ouverture serait différent du champ incident, ou bien l'écran impose certaines conditions à sa surface et rien ne permet d'en tenir compte dans les formules de KOTTLER.

On a également proposé de prendre comme point de départ le champ réel mesuré dans l'ouverture, mais là encore le champ diffracté ne se raccorde pas avec ce champ et les conditions aux limites sur l'écran ne sont pas remplies.

IV. Expression correcte du principe de Huyghens.

Nous venons de montrer que les formules de KOTTLER ne pouvaient pas être considérées comme une traduction correcte du principe de HUYGHENS dans le cas de la diffraction par une ouverture.

Quelques auteurs modernes ont d'ailleurs donné de meilleures solutions. LÉVINE et SCHWINGER [93] semblent avoir traité définitivement le problème dans le cas d'une onde acoustique. Les champs sont calculés à partir de sources réparties sur l'ouver-

ture et celles-ci sont déterminées par une équation intégrale dont ils réussissent à tirer des résultats numériques.

COPSON [31] deux ans auparavant avait proposé une méthode analogue pour le cas des ondes électromagnétiques. Malheureusement, comme l'a également remarqué BOUWKAMP [17], il n'a pas tenu compte des charges à répartir sur le contour de l'ouverture pour assurer la conservation. Celles-ci se trouvent être nulles dans le cas d'un très petit trou circulaire et d'un demi plan, mais rien ne dit que ce fait est général.

L'étude que nous proposons complète donc le travail de COPSON, nous utilisons d'ailleurs un raisonnement quelque peu différent et beaucoup plus physique.

Notre méthode permet en plus de tenir compte de l'épaisseur finie de l'écran tant qu'elle reste faible.

a) 1) Rayonnement d'un ensemble de sources.

Supposons l'existence de charges électriques et magnétiques et de courants électriques et magnétiques de densités respectives ρ , δ , $\vec{i}$, $\vec{j}$. Les équations de MAXWELL s'écrivent alors :

$$\begin{aligned} 1) \quad & \frac{1}{c} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \text{rot } \vec{H} - \frac{4\pi}{c} \vec{i} \\ & -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = \text{rot } \vec{E} + \frac{4\pi}{c} \vec{j} \\ & \text{div } \vec{E} = 4\pi\rho \\ & \text{div } \vec{H} = 4\pi\delta \end{aligned}$$

Rappelons que nous supposons $\epsilon = \mu = 1$ et que nous exprimons les grandeurs électriques en unités électrostatiques et les grandeurs magnétiques en unités électromagnétiques.

On en déduit aussitôt les équations de conservation :

$$\begin{aligned} 2) \quad & \frac{\partial \rho}{\partial t} + \text{div } \vec{i} = 0 \\ & \frac{\partial \delta}{\partial t} + \text{div } \vec{j} = 0 \end{aligned}$$

Nous allons chercher des potentiels vecteurs A et scalaires V et des antipotentels vecteur A' et scalaire V' tels que :

$$\begin{aligned} 3) \quad & \vec{E} = -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad } V - \text{rot } \vec{A}' \\ & \vec{H} = -\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{A}'}{\partial t} - \text{grad } V' + \text{rot } \vec{A} \end{aligned}$$

En reportant ces valeurs dans 1) on trouve que ces potentiels doivent satisfaire aux conditions :

$$4) \quad \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \bar{A}}{\partial t^2} - \Delta \bar{A} - 4 \frac{\pi}{c} \bar{i} = - \text{grad} \left(\text{div} \bar{A} + \frac{1}{c} \frac{\partial V}{\partial t} \right)$$

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \bar{A}'}{\partial t^2} - \Delta \bar{A}' - 4 \frac{\pi}{c} \bar{j} = - \text{grad} \left(\text{div} \bar{A}' + \frac{1}{c} \frac{\partial V'}{\partial t} \right)$$

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} - \Delta V - 4 \pi \rho = \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \left(\text{div} \bar{A} + \frac{1}{c} \frac{\partial V}{\partial t} \right)$$

$$\frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 V'}{\partial t^2} - \Delta V' - 4 \pi \delta = \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} \left(\text{div} \bar{A}' + \frac{1}{c} \frac{\partial V'}{\partial t} \right)$$

Nous obtenons donc une solution générale des équations de MAXWELL en résolvant 4) et en reportant les valeurs trouvées dans 3).

Mais ces potentiels ne sont que des artifices de calcul et sont indéterminés. En effet, si $\bar{A}\bar{A}'VV'$ est une solution de 4) et si F et F' sont deux fonctions quelconques on vérifie tout de suite que :

$$\bar{A}_1 = \bar{A} + \text{grad} F \quad V_1 = V - \frac{1}{c} \frac{\partial F}{\partial t}$$

$$\bar{A}'_1 = \bar{A}' + \text{grad} F' \quad V'_1 = V' - \frac{1}{c} \frac{\partial F'}{\partial t}$$

est encore une solution.

Cette indétermination permet d'imposer une relation entre les potentiels et, depuis LORENTZ, on choisit les relations :

$$5) \quad \text{div} \bar{A} + \frac{1}{c} \frac{\partial V}{\partial t} = 0$$

$$\text{div} \bar{A}' + \frac{1}{c} \frac{\partial V'}{\partial t} = 0$$

qui présentent l'avantage d'annuler les seconds membres de 4).

Ces relations ne déterminent d'ailleurs pas encore les potentiels mais assujettissent F et F' à vérifier l'équation des ondes

$$\Delta F - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 F}{\partial t^2} = 0$$

Dans toute la suite, nous supposons que toutes les grandeurs considérées dépendent sinusoïdalement du temps par un facteur $e^{ik \cdot t}$ (il n'y a pas de confusion possible entre $i = \sqrt{-1}$ et $\bar{i}$ = densité de courant électrique).

Nos relations s'écrivent alors :

$$6) \quad ik \bar{E} = \text{rot} \bar{H} - 4 \frac{\pi}{c} \bar{i}$$

$$- ik \bar{H} = \text{rot} \bar{E} + 4 \frac{\pi}{c} \bar{j}$$

$$\text{div} \bar{E} = 4 \pi \rho$$

$$\text{div} \bar{H} = 4 \pi \delta$$

$$7) \quad ikc\rho + \text{div} \bar{i} = 0$$

$$ikc\delta + \text{div} \bar{j} = 0$$

Les potentiels sont solution de :

$$8) \quad \Delta \bar{A} + k^2 \bar{A} + \frac{4\pi}{c} \bar{i} = 0$$

$$\Delta \bar{A}' + k^2 \bar{A}' + \frac{4\pi}{c} \bar{j} = 0$$

$$\Delta V + k^2 V + 4 \pi \rho = 0$$

$$\Delta V' + k^2 V' + 4 \pi \delta = 0$$

et sont liés par les relations :

$$9) \quad ikV + \text{div} \bar{A} = 0$$

$$ikV' + \text{div} \bar{A}' = 0$$

$\bar{E}$ et $\bar{H}$ sont donnés par :

$$10) \quad \bar{E} = -ik\bar{A} - \text{grad} V - \text{rot} \bar{A}'$$

$$\bar{H} = -ik\bar{A}' - \text{grad} V' + \text{rot} \bar{A}$$

Il vient aussitôt à l'idée de remplacer dans ces relations V et V' par leur expression tirée de 9) il vient ainsi :

$$11) \quad \bar{E} = -ik\bar{A} + \frac{1}{ik} \text{grad} \text{div} \bar{A} - \text{rot} \bar{A}'$$

$$\bar{H} = -ik\bar{A}' + \frac{1}{ik} \text{grad} \text{div} \bar{A}' + \text{rot} \bar{A}$$

Il est donc possible d'exprimer les champs en fonction seulement des potentiels vecteurs.

Comme les potentiels vecteurs ne sont fonction que des courants, on peut donc finalement exprimer le champ d'un système de charges et de courants uniquement en fonction des courants.

Notons que le contraire n'est pas possible, car pour tirer de 4) $\bar{A}$ en fonction de V il faudra faire une intégration qui va introduire des éléments arbitraires.

Ce résultat est très important, aussi allons nous nous étendre quelque peu.

Les équations 8) définissant $\bar{A}$ et V peuvent s'écrire :

$$\Delta \text{div} \bar{A} + k^2 \text{div} \bar{A} + \frac{4\pi}{c} \text{div} \bar{i} = 0$$

$$\Delta ikV + k^2 ikV + 4 \pi ik\rho = 0$$

En ajoutant et en tenant compte de la relation de LORENTZ

$$ikV + \text{div} \bar{A} = 0$$

on trouve

$$\operatorname{div} \bar{i} + ikc \rho = 0$$

qui est l'équation de conservation.

Réciproquement si nous portons dans l'équation :

$$\Delta V + k^2 V + 4\pi \rho = 0$$

les valeurs de V et de ρ tirées de l'équation de conservation et de la relation de LORENTZ, nous trouvons l'équation :

$$\operatorname{div} \left(\Delta \bar{A} + k^2 \bar{A} + \frac{4\pi}{c} \bar{i} \right) = 0$$

qui est bien vérifiée.

Les formules 11) tiennent donc compte de l'équation de conservation, elles font intervenir implicitement toutes les charges variables nécessaires à la conservation et l'on est sûr de n'en oublier aucune (on ne pourrait oublier que des charges constantes qui ne rayonneraient pas).

Au contraire en employant les formules 10), il faut chercher séparément les charges et les courants et l'on risque d'oublier quelques charges.

Si par exemple nous avons procédé ainsi dans le calcul des formules de KOTTLER, c'est-à-dire si après avoir calculé les charges et les courants répartis sur l'ouverture, nous avons calculé les potentiels scalaires à partir des charges réparties sur l'ouverture et les potentiels vecteurs à partir des courants et si nous avons utilisé la relation 10), pour le calcul des champs nous aurions trouvé les relations 4 § III privées de l'intégrale de contour et le champ obtenu n'aurait pas vérifié les équations de MAXWELL. Il aurait fallu remarquer ensuite que l'on avait oublié les charges réparties sur le contour et qui sont indispensables pour assurer la conservation, c'est ce qu'a fait KOTTLER, corrigeant ainsi le travail de ses prédécesseurs.

C'est pour la même raison qu'il ne figure pas d'intégrale curviligne dans les formules du remarquable mémoire de COPSON.

L'explication physique de tout ceci est bien évidente. Si l'on a un système de courants quelconques, il n'existe qu'une seule façon de placer des charges pour assurer la conservation, ces charges servent en quelque sorte de réservoir aux courants. Il doit donc être possible de calculer toutes les caractéristiques d'un ensemble de courants en fonction des courants seuls, les charges étant implicitement contenues dans les formules.

L'inverse n'est pas possible. Si l'on a un ensemble de charges variables il y a une infinité de façon de les relier par des courants pour assurer la conservation.

Notons pour terminer que tous ces résultats sont évidemment valables pour une variation quelconque en fonction du temps, les formules étant seulement un peu plus compliquées.

Calcul des potentiels.

Nous ne ferons que rappeler que les potentiels sont donnés par la relation dite du potentiel retardé.

$$\begin{aligned} \bar{A} &= \frac{1}{c} \int \bar{i} \varphi d\omega & \bar{A}' &= \frac{1}{c} \int \bar{j} \varphi d\omega \\ V &= \int \rho \varphi d\omega & V' &= \int \delta \varphi d\omega \end{aligned}$$

L'intégrale étant simple, double ou triple, selon que les courants sont répartis sur une courbe, une surface ou dans un volume.

2) Digression sur les courants magnétiques.

L'emploi de courants magnétiques peut paraître étrange. Il est bien certain que ceux-ci n'ont pas d'existence physique aussi réelle que les courants électriques, mais ils peuvent être d'un emploi très commode dans les calculs.

Des formules précédentes, on tire aussitôt que le champ électrique d'un courant magnétique à même grandeur et direction que le champ magnétique d'un courant électrique mais un sens opposé, c'est-à-dire qu'il est dirigé vers la droite du bonhomme d'Ampère.

C'est pour obtenir ce résultat que nous avons choisi devant δ et $\bar{j}$ les signes qui figurent dans les équations de MAXWELL 1) contrairement à de nombreux auteurs qui ont choisi les signes opposés, ceci ne change d'ailleurs rien aux formules finales de la diffraction.

Nous pouvons exprimer les lois élémentaires de l'induction à l'aide des courants magnétiques.

Considérons un long barreau aimanté et un fil électrique perpendiculaire à l'aimant au voisinage de son pôle N (Fig. 7). Imprimons à l'aimant une vitesse perpendiculaire à lui-même et au fil et dirigée d'avant en arrière de la figure. Nous trouvons dans le fil une force électromotrice ϵ .

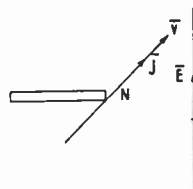


Fig. 7.

Or, le champ électrique du courant magnétique produit par le déplacement du pôle N de l'aimant, engendre exactement cette force électromotrice dans le fil.

D'une façon analogue on représente souvent un doublet magnétique par un petit courant électrique circulaire, situé dans un plan perpendiculaire. Il n'y a pas de raison de ne pas employer la même représentation pour un doublet électrique à l'aide d'un courant magnétique circulaire.

Nous aurons ainsi le moyen de représenter des doublets perpendiculaires à une surface à l'aide de courants circulant sur la surface.

3) Singularités des intégrales donnant les champs et les potentiels au voisinage des sources.

Prenons par exemple comme sources des charges et des courants magnétiques de densité δ et $\vec{j}$.

Les potentiels sont :

$$\bar{A}' = \frac{1}{c} \int \vec{j} \varphi d\omega \quad V' = \int \delta \varphi d\omega$$

Et les champs engendrés sont :

$$\bar{E} = -\text{rot } \bar{A}' = -\frac{1}{c} \text{rot} \int \vec{j} \varphi d\omega$$

$$\bar{H} = -ik \bar{A}' - \text{grad } V' = -\frac{ik}{c} \int \vec{j} \varphi d\omega - \frac{1}{c} \text{grad} \int \delta \varphi d\omega$$

Il est évidemment tentant pour les calculs de permuter les signes $\int$ et rot ou grad et d'écrire :

$$\bar{E} = -\frac{1}{c} \int \text{rot } \vec{j} \varphi d\omega$$

$$\bar{H} = -\frac{ki}{c} \int \vec{j} \varphi d\omega - \frac{1}{c} \int \text{grad } \delta \varphi d\omega$$

Ceci est parfaitement légitime en dehors des sources mais près des sources les intégrales deviennent singulières et nous n'avons plus le droit de faire ces permutations.

Les théorèmes classiques d'analyse nous indiquent aussitôt les singularités qui arrivent quand on se rapproche infiniment des sources. Dans ce cas nous pouvons négliger le retard et remplacer φ par $\frac{1}{r}$ et supposer δ et $\vec{j}$ constants.

On trouve ainsi :

Charges linéaires :

$$V' = \int \frac{\delta}{r} ds \rightarrow \infty \quad \bar{A}' = \int \frac{\vec{j}}{r} ds \rightarrow \infty$$

$$\bar{H} \rightarrow \infty \quad \bar{E} \rightarrow \infty$$

Charges superficielles :

$$V' = \iint \frac{\delta}{r} d\sigma \quad \text{défini.} \quad \bar{A}' = \iint \frac{\vec{j}}{r} d\sigma \quad \text{défini.}$$

$$\iint \delta \text{ grad } \frac{1}{r} d\sigma \rightarrow \infty \quad \iint \vec{j} \wedge \text{ grad } \frac{1}{r} d\sigma \rightarrow \infty$$

$$\bar{H} = \text{grad} \iint \frac{\delta}{r} d\sigma \quad \text{défini.} \quad \bar{E} = \text{rot} \iint \frac{\vec{j}}{r} d\sigma \quad \text{défini.}$$

Charges en volume :

$$V' = \iiint \frac{\delta}{r} dv \quad \text{défini.} \quad \bar{A}' = \iiint \frac{\vec{j}}{r} dv \quad \text{défini.}$$

$$\bar{H} = \iiint \delta \text{ grad } \frac{1}{r} dv \quad \text{défini.} \quad \bar{E} = \iiint \vec{j} \wedge \text{ grad } \frac{1}{r} dv \quad \text{défini.}$$

$$\bar{H} = \text{grad} \iiint \frac{\delta}{r} dv \quad \text{défini.} \quad \bar{E} = \text{rot} \iiint \frac{\vec{j}}{r} dv \quad \text{défini.}$$

4) Diffraction par une ouverture dans un écran plan réfléchissant-Mise en équation (186).

Soit un plan parfaitement conducteur que nous prendrons comme plan xOy . Nous y découpons une ouverture quelconque dont la surface sera S et le contour C , soit Σ le reste du plan.

Supposons qu'un champ électromagnétique arrive sur l'écran du côté des $z < 0$ et soit $\bar{E}_0$, $\bar{H}_0$ la valeur du champ incident dans $z < 0$ quand l'écran n'a pas d'ouverture, dans $z > 0$ le champ incident est évidemment 0.

Quand on perce l'ouverture, le champ incident est modifié et un champ diffracté prend naissance dans la région $z > 0$.

Posons :

$$\begin{aligned} 12) \quad \bar{E} &= \bar{E}_0 + \bar{E}_1 & \bar{H} &= \bar{H}_0 + \bar{H}_1 & \text{pour } z < 0 \\ \bar{E} &= \bar{E}_2 & \bar{H} &= \bar{H}_2 & \text{pour } z > 0 \end{aligned}$$

Les champs 1) et 2) doivent satisfaire aux équations de MAXWELL et aux conditions aux limites.

Celles-ci sont :

Continuité des champs dans l'ouverture.

$$13) \quad E_{1t} = E_{2t} \quad \text{sur } S \quad \text{pour } z = 0$$

$$14) \quad H_{0t} + H_{1t} = H_{2t} \quad \text{sur } S \quad \text{pour } z = 0$$

On a en effet toujours $E_{0t} = 0$ pour $z = 0$.

D'autre part il est inutile d'écrire les relations de continuité pour les composantes normales qui découlent aussitôt de celle-ci. En outre nous devons écrire que la composante tangentielle du champ électrique est nulle sur la partie métallique de l'écran.

$$15) \quad E_{1n} = E_{2n} = 0 \quad \text{sur } \Sigma \quad \text{pour } z = 0$$

Ces relations nous indiquent une certaine symétrie entre les champs 1) et 2) en effet, les composantes tangentielles de $\bar{E}_1$ et $\bar{E}_2$ sont égales de part et d'autre de chaque point de l'écran.

Or, nous savons que l'on peut calculer un champ dans un volume en connaissant ses composantes tangentielles sur une surface limitant ce volume.

Si V est une des composantes du champ sa valeur en un point P du volume limité par la surface S'

est en fonction des valeurs prises par V en tout point P' de S' .

$$V(p) = \frac{1}{4\pi} \iint_{S'} V(p') \frac{\partial G(p, p')}{\partial n} d\sigma(p')$$

où $\bar{n}$ est la normale extérieure à S' et G la fonction de GREEN associée à la surface S' . Ici nous prenons comme surface S' le plan entier $S + \Sigma$. Du fait

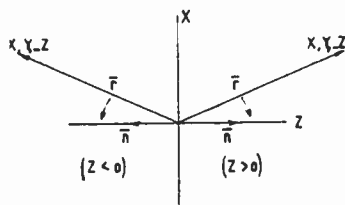


FIG. 8.

que S' est un plan entier il est évident que la fonction de GREEN va être la même pour les deux demi-espaces qui séparent le plan (Fig. 8).

C'est-à-dire :

$$G[P', P(x, y, z)] = G[P', P(x, y, -z)]$$

On a de plus :

$$\frac{\partial}{\partial n} G[P', P(x, y, z)] = \frac{\partial}{\partial n} G[P', P(x, y, -z)]$$

En effet :

$$\frac{\partial}{\partial n} = \frac{\partial}{\partial r} \cos(\bar{n}, \bar{r})$$

Et quand on passe du demi espace $z > 0$ au demi espace $z < 0$, les deux vecteurs $\bar{n}$ et $\bar{r}$ changent de signe, donc $\cos(\bar{n}, \bar{r})$ ne change pas.

On a donc :

$$E_{1z}(x, y, -z) = E_{2z}(x, y, z)$$

$$E_{1y}(x, y, -z) = E_{2y}(x, y, z)$$

La relation $\text{div } \bar{E} = 0$ nous donne alors :

$$\frac{\partial}{\partial z} E_{1z}(x, y, -z) = -\frac{\partial}{\partial z} E_{2z}(x, y, z)$$

$$E_{1z}(x, y, -z) = -E_{2z}(x, y, z) + F(x, y)$$

Or, quand z tend vers l'infini E_1 et E_2 tendent vers 0. La fonction $f(xy)$ est donc identiquement nulle.

Des relations entre $\bar{E}_1$ et $\bar{E}_2$, nous déduisons des relations analogues entre $\bar{H}_1$ et $\bar{H}_2$ en utilisant

$$\bar{H} = \frac{i}{k} \text{rot } \bar{E}.$$

On trouve ainsi en rassemblant tous les résultats :

- 16) a) $E_{1z}(x, y, -z) = E_{2z}(x, y, z)$
- b) $E_{1y}(x, y, -z) = E_{2y}(x, y, z)$
- c) $E_{1x}(x, y, -z) = -E_{2x}(x, y, z)$
- d) $H_{1z}(x, y, -z) = -H_{2z}(x, y, z)$
- e) $H_{1y}(x, y, -z) = -H_{2y}(x, y, z)$
- f) $H_{1x}(x, y, -z) = H_{2x}(x, y, z)$

Les champs [1] et [2] ne sont pas le prolongement analytique l'un de l'autre. Cela était prévisible : en effet nous aurions eu alors un champ défini dans tout l'espace s'annulant à l'infini et ne présentant nulle part de singularité. Il aurait donc été identiquement nul. Les champs [1] et [2] ne sont même pas toujours produits par les mêmes sources. Si en effet nous cherchions les symétries entre des champs [1] et [2] créés dans les régions $Z < 0$ et $Z > 0$, par des courants magnétiques, réparties sur le plan $Z = 0$, nous trouverions des relations déduites de 16) en permutant les signes + et - précédant les quantités du second membre. (Ceci se voit sur les relations 20) écrites plus loin).

Au contraire quand nous chercherons le champ de courants électriques circulant sur le plan, nous verrons que les champs produits des deux côtés du plan satisfont aux relations de symétrie 16).

Nous adopterons les relations 16) et ceci va nous permettre de simplifier les conditions aux limites. La condition 13) découle de 16a) et 16b), nous n'en parlerons donc plus.

La condition 14) s'écrit en tenant compte de 16 d) 16 e).

$$17) \quad H_{2z} = \frac{1}{2} H_{0z} \quad (z = 0)$$

Ce qui signifie que nous connaissons la composante tangentielle du champ diffracté sur l'ouverture.

En conformité avec les idées de Huyghens, nous allons créer les champs à ajouter au champ incident ($E_0 H_0$ dans $Z < 0$, 0 dans $Z > 0$), à l'aide de sources fictives réparties sur la surface de l'ouverture.

Comme il nous reste encore à vérifier la condition 15) $E_{1z} = E_{2z} = 0$, nous allons choisir des sources qui vérifient individuellement cette condition.

Les seules sources possibles sont alors des doublets électriques perpendiculaires au plan de l'écran, ou des doublets magnétiques dans son plan.

Comme on peut toujours représenter les premiers par des courants magnétiques circulaires dans le plan de l'écran, nous ne prendrons finalement que des courants magnétiques circulant sur S , comme source élémentaire. La condition 15) sera alors vérifiée automatiquement.

En résumé, la marche du calcul est la suivante. Nous disposons dans le plan de l'ouverture des cou-

rants magnétiques que nous déterminons pour vérifier la condition

$$17) \quad H_z = \frac{1}{2} H_0, \quad (Z = 0).$$

Le champ de ces sources dans la région $Z > 0$ constitue le champ [2] diffracté. Nous obtenons enfin le champ [1] réfléchi dans la région $Z < 0$ à l'aide des relations 16) et le champ total dans cette région par 12) $\bar{E} = \bar{E}_0 + \bar{E}_1$, $\bar{H} = \bar{H}_0 + \bar{H}_1$. Toutes les conditions aux limites sont ainsi remplies et nous sommes sûrs que tous les champs considérés satisfont aux équations de MAXWELL.

5) Calcul du champ des courants magnétiques.

Nous avons donc à calculer le champ en un point quelconque de courants magnétiques de densité $\bar{j}(j_x, j_y, 0)$ répartis sur une surface S du plan $Z = 0$. Soit P un point courant de cette surface centre d'un élément $d\sigma$. Nous utiliserons le potentiel vecteur.

$$\bar{A}' = \frac{1}{c} \iint_S \bar{j} \varphi \, d\sigma$$

où

$$\varphi = \frac{e^{-ikr}}{r} \quad r = MP$$

Pour être sûrs de n'oublier aucune charge, nous utiliserons les relations 10).

$$\bar{E} = -\text{rot } \bar{A}'$$

$$\bar{H} = -ik \bar{A}' + \frac{1}{ik} \text{grad } \text{div } \bar{A}'.$$

Dans ces formules, les dérivées sont prises par rapport au point M où l'on calcule le champ. Ce point n'intervient que dans φ où il ne figure que dans r .

Donc :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial M} = -\frac{\partial \varphi}{\partial P}$$

Nous pouvons donc dériver par rapport à P , mais en changeant les signes et en dérivant seulement dans l'expression de φ , en considérant $\bar{j}$ comme constant.

Nous désignerons par l'indice φ une telle dérivation :

$$[f(P) \Phi(\varphi(MP))]_{\varphi}' = f(P) \frac{\partial}{\partial P} \Phi(\varphi(MP))$$

On obtient alors pour l'expression des champs :

$$\bar{E}_2 = \frac{1}{c} \text{rot }_{\varphi} \iint_S \bar{j} \varphi \, d\sigma$$

$$\bar{H}_2 = -\frac{ik}{c} \iint_S \bar{j} \varphi \, d\sigma + \frac{1}{ikc} \text{grad }_{\varphi} \text{div }_{\varphi} \iint_S \bar{j} \varphi \, d\sigma$$

Nous supposons d'abord M en dehors de S , et nous permuterons les dérivations et les intégrations :

$$18) \quad \bar{E}_2 = \frac{1}{c} \iint_S \text{rot }_{\varphi} (\bar{j} \varphi) \, d\sigma$$

$$\bar{H}_2 = -\frac{ik}{c} \iint_S \bar{j} \varphi \, d\sigma + \frac{1}{ikc} \iint_S \text{grad }_{\varphi} \text{div }_{\varphi} (\bar{j} \varphi) \, d\sigma$$

Or :

$$\text{rot } (\bar{j} \varphi) = \varphi \text{rot } \bar{j} - \bar{j} \wedge \text{grad } \varphi$$

$$\text{rot }_{\varphi} (\bar{j} \varphi) = -\bar{j} \wedge \text{grad } \varphi$$

donc :

$$19) \quad \bar{E}_2 = -\frac{1}{c} \iint_S \bar{j} \wedge \text{grad } \varphi \, d\sigma$$

Nous allons maintenant calculer la deuxième intégrale de $\bar{H}_2$ qui, rappelons le, provient du potentiel scalaire et correspond donc à la contribution apportée par les charges magnétiques associées aux courants $\bar{j}$ pour assurer la conservation du magnétisme.

La composante sur Ox de l'élément différentiel est :

$$\left(\frac{\partial}{\partial x} \right)_{\varphi} \text{div }_{\varphi} (\bar{j} \varphi)$$

Soit $\bar{n}$ le vecteur normal unité de composantes $0, 0, 1$, donc dirigé de la lumière incidente vers la lumière diffractée.

Posons :

$$\bar{j} = \bar{n} \wedge \bar{X} \quad \text{ou} \quad \bar{X} = \bar{j} \wedge \bar{n}$$

L'expression précédente devient :

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial}{\partial x} \right)_{\varphi} \text{div }_{\varphi} [(\bar{n} \wedge \bar{X}) \varphi] &= \left(\frac{\partial}{\partial x} \right)_{\varphi} [(\bar{n} \wedge \bar{X}) \cdot \text{grad } \varphi] \\ &= (\bar{n} \wedge \bar{X}) \cdot \text{grad } \frac{\partial \varphi}{\partial x} = \bar{n} \cdot \left(\bar{X} \wedge \text{grad } \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) \\ &= \bar{n} \cdot \left(\bar{X} \wedge \text{grad } \frac{\partial \varphi}{\partial x} - \frac{\partial \varphi}{\partial x} \text{rot } \bar{X} \right) + (\bar{n} \cdot \text{rot } \bar{X}) \frac{\partial \varphi}{\partial x} \\ &= -\bar{n} \cdot \text{rot } \left(\bar{X} \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) + (\bar{n} \cdot \text{rot } \bar{X}) \frac{\partial \varphi}{\partial x} \end{aligned}$$

La composante sur Ox de la deuxième intégrale de $\bar{H}$ s'écrit donc :

$$-\frac{1}{ikc} \iint_S \bar{n} \cdot \text{rot } \left(\bar{X} \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) d\sigma + \frac{1}{ikc} \iint_S \frac{\partial \varphi}{\partial x} \bar{n} \cdot \text{rot } \bar{X} d\sigma$$

La première de ces deux intégrales peut se transformer par la formule de STOKES. Prenons comme

sens positif sur le contour le sens inverse des aiguilles d'une montre pour un observateur parallèle à $\bar{n}$. (Fig. 9).

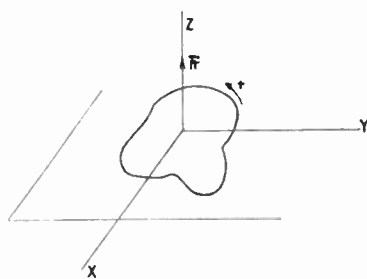


FIG. 9.

On a :

$$\iint_S \bar{n} \cdot \text{rot} \left(X \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right) d\sigma = \int_C \frac{\partial \varphi}{\partial x} \bar{X} \cdot \bar{ds}$$

En revenant à la variable $\bar{j}$ on trouve :

$$\bar{X} \cdot \bar{ds} = - (\bar{n} \wedge \bar{j}) \cdot \bar{ds}$$

$$\bar{n} \cdot \text{rot} \bar{X} = - \text{div} \bar{j}$$

La contribution à la composante sur Ox du champ magnétique créé par les charges s'écrit donc finalement :

$$- \frac{1}{ikc} \iint_S \frac{\partial \varphi}{\partial x} \text{div} \bar{j} d\sigma + \frac{1}{ikc} \int_C \frac{\partial \varphi}{\partial x} (\bar{n} \wedge \bar{j}) \cdot \bar{ds}$$

Le calcul pour les autres composantes donne des résultats identiques et l'expression complète des champs est donc :

$$20) \quad \bar{E}_2 = - \frac{1}{c} \iint_S \bar{j} \wedge \text{grad} \varphi d\sigma$$

$$\begin{aligned} \bar{H}_2 = & - \frac{ik}{c} \iint_S \bar{j} \varphi d\sigma - \frac{1}{ikc} \iint_S \text{grad} \varphi \text{div} \bar{j} d\sigma \\ & + \frac{1}{ikc} \int_C \text{grad} \varphi (\bar{n} \wedge \bar{j}) \cdot \bar{ds} \end{aligned}$$

Il est très intéressant d'analyser l'origine de ces différents termes. L'intégrale de $\bar{E}$ et la 1^{re} de $\bar{H}$ représentent simplement le champ des courants magnétiques.

La seconde intégrale de $\bar{H}$ représente le champ d'une charge superficielle $\delta = - \frac{\text{div} \bar{j}}{ikc}$ donné par l'équation de conservation.

En effet, le potentiel de cette charge serait :

$$V' = \iint_S \delta \varphi d\sigma \quad \text{et son champ magnétique.}$$

$$\bar{H} = - \text{grad} V' \quad (\text{dérivée par rapport à } M)$$

$$\begin{aligned} \bar{H} &= \iint_S \text{grad} \varphi (\delta \varphi) d\sigma = \iint_S \delta \text{grad} \varphi d\sigma \\ &= \frac{1}{ikc} \iint_S \text{div} \bar{j} \text{grad} \varphi d\sigma \end{aligned}$$

Enfin l'intégrale de contour représente le champ des charges magnétiques linéaires réparties sur le contour de l'ouverture pour servir de réservoir aux courants qui s'y arrêtent brusquement.

Considérons en effet un élément $\bar{ds}$ du contour d'où partent des lignes de courant de densité $\bar{j}$ et qui porte une charge $\delta' ds$ (Fig. 10)

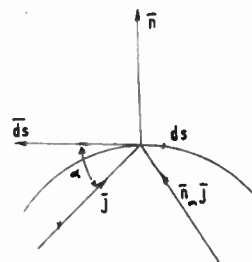


FIG. 10.

On a :

$$j ds \sin \alpha = \frac{\partial \delta'}{\partial l} ds$$

en intégrant de 0 à l

$$\delta' ds = \frac{1}{ikc} \bar{j} \cdot \bar{ds} \sin \alpha$$

ou vectoriellement avec les notations précédentes :

$$\delta' ds = \frac{1}{ikc} \bar{n} \wedge \bar{j} \cdot \bar{ds}$$

Le champ magnétique de ces charges est donc comme plus haut :

$$\bar{H} = \frac{1}{ikc} \int_C \text{grad} \varphi (\bar{n} \wedge \bar{j}) \cdot \bar{ds}$$

La méthode analytique que nous avons employée est peut-être plus longue que le calcul direct que nous venons de faire, mais présente l'avantage considérable d'une plus grande sécurité.

6) Equations intégrales de la diffraction.

Nous devons maintenant déterminer les courants magnétiques $\bar{j}$ pour que le champ magnétique au voisinage de l'ouverture du côté $z > 0$ ait la composante tangentielle connue $\frac{1}{2} H_{0t}$.

Mais quelques précautions sont à prendre pour éviter des singularités analytiques. Nous avons vu d'abord qu'au voisinage des sources, nous n'aurions plus le droit de permuter les dérivations et les inté-

grations, nous écrirons donc le champ 20) sous la forme :

$$21) \quad \bar{E}_2 = \frac{1}{c} \operatorname{rot} \int \int_S \bar{j} \varphi d\sigma$$

$$\bar{H}_2 = -\frac{ik}{c} \int \int_S \bar{j} \cdot \varphi d\sigma - \frac{1}{ikc} \operatorname{grad} \int \int_S \varphi \operatorname{div} \bar{j} d\sigma$$

$$+ \frac{1}{ikc} \operatorname{grad} \int \varphi (\bar{n} \wedge \bar{j} \cdot \bar{ds})$$

Le champ ainsi calculé reste fini quand on s'approche indéfiniment d'un point intérieur à S . Mais la charge linéaire répartie sur C rend encore $\bar{H}$ infini près du contour ce qui rendra impossible la vérification de 17). Il nous semble qu'il ne faut voir là qu'une difficulté analytique due à une trop grande simplification du problème faite en assimilant le plan matériel de l'écran à un plan infiniment mince. On obtient des infinités analogues quand on calcule par exemple la self-induction d'une bobine formée d'un fil infiniment mince où la vitesse d'écoulement d'un fluide parfait près de l'arête d'un dièdre mathématique.

Il n'y a donc pas lieu de s'en inquiéter et nous proposons la solution suivante qui tient compte de l'épaisseur finie k de l'écran.

Le contour de l'ouverture n'est plus alors une courbe mathématique mais une surface S' que nous assimilons à un cylindre droit dont la base est le contour C de l'ouverture, dont les génératrices sont perpendiculaires au plan de l'écran et auquel nous donnerons la hauteur ε (Fig. 11).

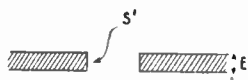


Fig. 11.

La charge contenue précédemment sur un élément ds du contour C sera maintenant uniformément répartie sur l'élément correspondant $d\sigma$ de S' de sorte que le champ produit est fini partout.

La charge linéaire

$$(\bar{n} \wedge \bar{j}) \cdot \bar{ds}$$

devient donc la charge superficielle

$$\frac{1}{\varepsilon} \bar{n} \wedge \bar{j} \cdot \bar{l} d\sigma$$

où $d\sigma = \varepsilon ds$ et $\bar{l}$ est la tangente unité positive à C au point centre de $d\sigma$. Le champ de toutes ces charges est donc :

$$\frac{1}{\varepsilon k c} \operatorname{grad} \int \int_{S'} \varphi (\bar{n} \wedge \bar{j} \cdot \bar{l}) d\sigma$$

expression qui remplace l'intégrale curviligne de 21). Les champs $\bar{H}_2$ et $\bar{E}_2$ ainsi obtenus sont maintenant finis partout et il ne nous reste plus qu'à écrire qu'en un point M très voisin de S la composante

tangentielle de $\bar{H}_2$ est égale à celle de $\bar{H}_0$. Nous obtenons ainsi pour déterminer $\bar{j}$ les relations :

$$22) \quad \frac{1}{2} H_{ox}(M) = -\frac{ik}{c} \int \int_S j_x(P) \varphi(MP) d\sigma(P)$$

$$- \frac{1}{ikc} \left(\frac{\partial}{\partial x} \right) \int \int_S \varphi(MP) \operatorname{div} \bar{j}(P) d\sigma(P)$$

$$+ \frac{1}{\varepsilon k c} \left(\frac{\partial}{\partial x} \right) \int \int_{S'} \varphi(MP') (\bar{n} \wedge \bar{j} \cdot \bar{l})_{(P')} d\sigma(P')$$

$$\frac{1}{2} H_{oy}(M) = -\frac{ik}{c} \int \int_S j_y(P) \varphi(MP) d\sigma(P)$$

$$- \frac{1}{ikc} \left(\frac{\partial}{\partial y} \right) \int \int_S \varphi(MP) \operatorname{div} \bar{j}(P) d\sigma(P)$$

$$+ \frac{1}{\varepsilon k c} \left(\frac{\partial}{\partial y} \right) \int \int_{S'} \varphi(MP') (\bar{n} \wedge \bar{j} \cdot \bar{l})_{(P')} d\sigma(P')$$

Il est évident que de ces équations relatives aux composantes tangentielles des champs magnétiques, on en déduit une relative aux composantes normales des champs électriques. On écrit ainsi, soit directement à partir de 21) soit comme une conséquence algébrique de 22) et des équations de MAXWELL, la relation suivante qui est plus simple :

$$23) \quad \frac{1}{2} E_{oz}(M) = \frac{1}{c} \left(\frac{\partial}{\partial x} \right) \int \int_S \varphi(MP) j_y(P) d\sigma(P)$$

$$- \frac{1}{c} \left(\frac{\partial}{\partial y} \right) \int \int_S \varphi(MP) j_x(P) d\sigma(P)$$

Rappelons que dans 22) et 23) M et P sont deux points de l'ouverture, P' un point de son contour, l'indice φ indique que l'on considère j_x et j_y comme des constantes au cours des dérivations qui portent sur P ou P' dans φ .

Il peut être plus clair dans un calcul pratique de remplacer les dérivations $\left(\frac{\partial}{\partial x} \right)$ etc... par les dérivations, portant sur les coordonnées de M mais changées de signe.

Soit :

$$-\frac{\partial}{\partial x_M} = \left(\frac{\partial}{\partial x} \right) \quad \text{etc...}$$

$\bar{n}$ est la normale unité au plan orientée de la lumière incidente vers la lumière diffractée. C est orienté positivement autour de $\bar{n}$ et $\bar{l}$ est la tangente unité positive à C .

Si l'on sait résoudre les équations précédentes et en tirer une expression de $\bar{j}$ (j_x, j_y, o), on reporte la valeur trouvée dans les relations 20) pour obtenir le champ diffracté [2]. Le champ [1] est alors donné par les relations 16), et le champ dans tout l'espace par les relations 12). Le problème est ainsi complètement résolu et l'on connaît le champ dans tout l'espace. Il est évident, d'après la façon dont nous avons procédé, que le champ obtenu satisfait à toutes les conditions aux limites et aux équations de MAXWELL.

(à suivre)

BIBLIOGRAPHIE (1)

- [1] ANDREWS : *Phys. Rev.* **71**. — 1947. — 777.
Diffraction pattern of a circular aperture at short distances.
- [2] BABER AND HASSE : *Proc. Cambr. Phil. Soc.* **31**. — 1935. — 564.
- [3] BACH : *Hochfrequenztechnik*. **53**. — 1939. — 115.
Untersuchungen im Nahfeld eines rotationsparabolischen Spiegels.
- [4] BACKHAUS : *Ann. d. Phys.* **5**. — 1930. — 1.
Das Schallfeld der kreisförmigen Kolbenmembran.
- [5] BACKHAUS UND TREDELENBURG : *Zeiti. Techn. Phys.* **7**. — 1926. — 630.
- [6] BACKER AND COPSON : *The Math. Theory of Huyghens Principle*. London 1933.
- [7] BAROW : *Proc. I. R. E.* **1936**. — 1311.
- [8] BAROW et CHU : *Proc. I. R. E.* **27**. — 1939. — 51
Theory of the electromagnetic horn
- [9] BETHE : *Phys. Rev.* **66** — 1944 — 163
Theory of diffraction by small holes
- [10] BOLLJAHN : *Proc. I. R. E.* **37**. — 1949. — 617.
Some properties of radiation from rectangular waveguides.
- [11] BORN : *Optik*.
- [12] BORN : *Hochfrequenztechnik*. **62**. — 1943. — 20.
Zur Energieverteilung im Nahfeld elektromagnetischer Strahler insbesondere von Blenden und Spiegeln.
- [13] BOUTHILLON : *Onde Electr.* **4**. — 1925. — 287.
Optique et Radioélectricité.
- [14] BOUWKAMP : Thèse 1941 (Groningen).
Diffraction du son par une ouverture circulaire.
Radiation par un disque vibrant librement (en hollandais).
- [15] BOUWKAMP : *Physica*. **12**. — 1946. — 467.
A note on singularities occurring at sharp edges in electromagnetic diffraction theory.
- [16] BOUWKAMP : *Journ. Math. and Phys.* **26**. — 1947. — 79.
On spheroidal wave functions of order zero.
- [17] BOUWKAMP : *Math. Rev.* **8**. — 1947. — 179 (remarque sur 31).
- [18] BOUWKAMP : *Phys. Rev.* **75**. — 1949. — 1608 (correction à 93).
- [19] BRILLOUIN : *C. R.* **229**. — 1949. — 513.
Demonstration directe des formules de Fresnel pour la diffraction par un demi-plan réfléchissant.
- [20] BRODIN : *C. R.* **229**. — 1949. — 989.
Expression du principe de Huyghens pour la propagation amortie d'ondes longitudinales
- [21] BRODIN : *C. R.* **229**. — 1949. — 1064
Expression générale du principe de Huyghens pour les ondes électromagnétiques en milieu imparfaitement transparent
- [22] DE BROGLIE : *Problèmes de propagation guidée des ondes électromagnétiques* (Paris 1941).
- [23] BROMEL : *Hochfrequenztechnik* **48**. — 1936. — 81.
Die Strahlungseigenschaften eines kleinen Parabolspiegels bei verschiedener Erregung.
- [24] BROMWICH : *Proc. London Math. Soc.* **28**. — 1928. — 438.
(Le principe de Huyghens).
- [25] BRUHAT C. : *Optique*.
- [26] BUCHHOLTZ : *Arch. Elektrotechn.* **37**. — 1943. — 22 et 87.
Die Abstrahlung einer Hohlleiterwelle aus einem kreisförmigen Hohlrohr mit angesetztem ebenen Schirm.
- [27] CAGNIARD : *Journ. Phys.* **6**. — 1935. — 310 et 369.
- [28] CARLSON AND HEINS : *Q. Appl. Math.* **4**. — 1947. — 313 et 5. — 1947. — 82.
The reflexion of an electromagnetic wave by an infinite set of plates.
- [29] CARSLAW : *Proc. London Math. Soc.* **30**. — 1899. — 121.
Some multiform solutions of the partial differential equations of physical mathematics and their applications.
- [30] COPSON : *Quart. J. Math. Oxford Soc.* **17**. — 1946. — 19.
On an integral equation arising in the theory of diffraction problems.
- [31] COPSON : *Proc. Roy. Soc. London Serie A*. **186**. — 1946. — 100.
An integral equation method of solving plane diffraction problems.
- [32] CROZE : *Ann. de Phys.* **5**. — 1926. — 371.
Sur le principe de Huyghens.
- [33] CROZE et BAILET : *C. R.* **228**. — 1949. — 304.
Sur l'expression du principe de Huyghens pour les ondes électromagnétiques.
- [34] CROZE et DARMOIS : *C. R.* **228**. — 1949. — 824.
Réduction à l'unité des expressions du principe de Huyghens par les ondes électromagnétiques.
- [35] CROZE et DURAND : *C. R.* **228**. — 1949. — 236.
Sur les expressions du principe de Huyghens pour les ondes électromagnétiques.
- [36] DARBORD : *Onde électrique*. **11**. — 1932. — 53.
Récepteurs et lignes de transmission pour ondes ultra-courtes.
- [37] DEAN : *Proc. Cambr. Phil. Soc.* **44**. — 1948. — 483.
On the reflexion of surface waves by submerged a circular cylinder.
- [38] DEBYE : *Ann. der Physik*. **30**. — 1909. — 57.
Der Lichtdruck auf Kugeln von beliebigem Material.
- [39] DELSARTE : *Annales Ecole Normale*. **53**. — 1936. — 223.
Sur un problème de diffraction.
- [40] DRUDE : *Traité d'Optique*.
- [41] DUFFIEUX : *Annales de Phys.* — 1947. — 95.
Remarque sur les phénomènes de diffraction.
- [42] DURAND : *C. R.* **226**. — 1948. — 1441.
Diffraction de la lumière par le demi plan indéfini parfaitement noir.
- [43] DURAND : *C. R.* **226**. — 1948. — 1593.
Diffraction de la lumière par une ouverture circulaire dans un écran noir.
- [44] DURAND : *C. R.* **226**. — 1948. — 1812.
Une formule nouvelle pour le calcul des phénomènes de diffraction.
- [45] DURAND : *C. R.* **226**. — 1948. — 1972.
Théorie électromagnétique de la diffraction par les écrans noirs.
- [46] EICHSTÄDT : *Z. f. Phys.* **99**. — 1936. — 301.
Beugung des Lichtes an dünnen Drähten.
- [47] EISENHART : *Ann. of Math.* **35**. — 1934. — 284.
Separable systems of Stäckel.
- [48] EPSTEIN : *Encycl. mathem. Wiss.* **3**. — 488.
Spezielle Beugungsprobleme.
- [49] ERB : *Jahrb. f. drahtl. Teleg.* **6**. — 1913. — 521.
- [50] ERLER : *Hochfrequenztechnik*. **56**. — 1940. — 104.
Untersuchungen an Blenden mit Zentimeterwellen.
- [51] FISCHER : *Math. Ann.* **101**. — 1929. — 399.
Über die Beugung an Gitter und das damit zusammenhängende mathematische Problem.
- [52] FIZEAU : *Ann. de Chimie*. **63**. — 1861. — 385.
Recherches sur plusieurs phénomènes relatifs à la polarisation de la lumière.
- [53] FOCK : *J. of Phys.* **9**. — 1945. — 225.
- [54] FOCK : *Bull. acad. des Sc. U.R.S.S.* — série physique. **10**. — 1946. — 171 (en russe).
- [55] FOCK : *J. of Phys.* **10**. — 1946. — 130.
- [56] FOCK : *Phil. Mag.* **39**. — 1948. — 149.
New methods in diffraction theory.
- [57] FOIX : *J. de Physique*. — **8**. — 1940. — 311.
Ondes sphériques transversales polarisées rectilignement
- [58] FRANZ : *Z. f. Naturforschung* **3a**. — 1948. — 500.
Zur Formulierung des Huyghensschen Prinzips.
- [59] FRENKEL : *Lehrbuch der Elektrodynamik* (Berlin 1928).
- [60] FRESNEL : *Oeuvres Complètes*.
- [61] FRESNEL : *Mémoire sur la diffraction de la lumière*.
- [62] GIRAUD : *Annales Ecole Normale*. **43**. — 1926. — 1.
Sur le problème de Dirichlet généralisé.
- [63] GÖTZ : *Akust. Z.* **8**. — 1943. — 145.
Über den Schalldurchgang durch Metallplatten in Flüssigkeiten bei schrägem Einfall einer ebenen Welle.
- [64] GOUDET : *Onde électrique*. 1947.
Une formule de rayonnement électromagnétique.
- [65] GOUY : *C.R.* **96**. — 1883. — 697.
C.R. **98**. — 1884. — 1573.
C.R. **100**. — 1885. — 977.
Ann. Chim. Phys. **8**. — 1886. — 145. Etudes expérimentales de la diffraction de la lumière.
- [66] HAHN : *J. appl. Phys.* **12**. — 1941. — 62.
- [67] HORTON : *Phys. Rev.* **75**. — 1949. — 1263.
On the diffraction of a plane wave by a semi-infinite conductive sheet.
- [68] HEINS AND FESHBACK : *J. math. and phys.* **26**. — 1947. — 143.
The coupling of two acoustical ducts.

(1) Pour les périodiques nous avons indiqué dans cet ordre le tome, l'année et la page.

- [69] HERTZFELD : *Sb. Akad. Wiss. Wien.* — 120. — 1911. — 1587.
Über die Beugung von elektromagnetischen Welle an gestreckten vollkommen-leitenden Rotationsellipsoiden.
- [70] HUBNER : *Arch. f. Elektrot.* 28. — 1934. — 468.
- [71] HUXLEY : *Waves Guides*-Page 283 (principe de Babinet).
- [72] HUYGHENS : *Traité de la lumière* (Paris 1690).
- [73] IGNATOWSKI : *Ann. d. Phys.* 18. — 1905. — 495.
Reflexion elektrischer Wellen an einem Draht.
- [74] IGNATOWSKI : *Ann. d. Phys.* 23. — 1907. — 875.
Diffraction und Reflexion abgeleitet aus den Maxwell'schen Gleichungen.
- [75] IGNATOWSKI : *Ann. d. Phys.* 25. — 1908. — 99.
Diffraction und Reflexion abgeleitet aus den Maxwell'schen Gleichungen.
- [76] IGNATOWSKI : *Ann. d. Phys.* 77. — 1925. — 589.
Zur Theorie der Beugung an schwarzen Schirmen und Erwiderung an F. Kottler.
- [77] KADEN : *Elektr. Nachr. Techn.* 20. — 1943. — 159.
Elektromagnetische Schirme mit Fugen und Spalten.
- [78] KAHAN et ECKART : *C.R.* 226. — 1948. — 1513.
L'onde de surface de Sommerfeld.
- [79] KAHAN et ECKART : *Phys. Rev.* 76. — 1949. — 409.
On the electromagnetic surface wave of Sommerfeld.
- [80] KIRCHHOFF : *Sitzungsber. der Preuss. Akad. der Wiss. Berlin* 1882. — 641. — Zur Theorie der Lichtstrahlen.
- [81] KIRCHHOFF : Vorlesungen über Math. Optik (Leipzig 1891).
- [82] KOTTLER : *Ann. d. Phys.* 70. — 1923. — 405.
Zur Theorie der Beugung an schwarzen Schirmen.
- [83] KOTTLER : *Ann. d. Phys.* 71. — 1923. — 456.
Elektromagnetische Theorie der Beugung an schwarzen Schirmen.
- [84] LAMB : *Lehrbuch der Hydrodynamik* (Berlin 1907).
- [85] LAMB : *Proc. Math. Soc.* 4. — 1906. — 190.
On Sommerfelds diffraction problem and on reflexion by a parabolic mirror.
- [86] LARMOR : *Proc. London Math. Soc.* 1. — 1903. — 1.
Expression mathématique du principe de Huyghens.
- [87] LARMOR : *Proc. London Math. Soc.* 19. — 1920. — 169.
Expression mathématique du principe de Huyghens.
- [88] LEITNER : *J. Acoust. soc. am.* 21. — 1949. — 331.
Diffraction of sound by a circular disk.
- [89] LEONTOWITCH : *Bull. Ac. Sc. U.R.S.S. Physique* 9. — 1944. — 16 (en russe).
- [90] LEONTOWITCH : *Akad. Nauk. U.R.S.S. Zhurnal Eksper. Teoret. Fiz.* 16. — 1946. — 474 (en russ.).
- [91] LEONTOWITCH et FOCK : *J. of Phys.* 10. — 1946. — 13.
- [92] LEVINE et SCHWINGER : *Phys. Rev.* 73. — 1948. — 383.
On the radiation of sound from an unflanged circular pipe.
- [93] LEVIN et SCHWINGER : *Phys. rev.* 74. — 1948. — 958 et 75. — 1949. — 1423. On the theory of diffraction by an aperture in an infinite plane screen-I et II.
erratum dans *Phys. Rev.* 75. — 1949. — 1608.
- [94] LEVINE et SCHWINGER : *Bull. am Phys. Soc.* 23. — 1948. — 15.
- [95] LIEBMAN : *Phil. Mag.* 39. — 1948. — 281.
The electrostatic field distribution near a circular aperture of a short cylinder.
- [96] LOMMEL : *Abh. Bayer. Akad. Wiss. Math. Phys. Klasse.* 15. — 1886. — 530. Die Beugungserscheinungen an geradlinig begrenzten Schirmen.
- [97] LOMMEL : *Abh. Bayer. Akad. Wiss. Math. Phys. Klasse.* 15. — 1886. — 229. Die Beugungserscheinungen einer kreisrunden Öffnung.
- [98] LOVE : *Phil. Trans.* 197 a. — 1901-1.
The integration of the equations of propagation of electric waves.
- [99] LUNEBERG : *Mathematical Theory of Optics* (1944).
- [100] MACDONALD : *Electric Waves* (Cambr. 1902).
- [101] MACLAURIN : *Trans. Cambr. Phil. Soc.* 17. — 1898. — 101.
On the solution of the equation $(\Delta_2 + k^2)\psi = 0$ in elliptical coordinates.
- [102] MAEY : *Ann. der Phys. und Chemie* (Wien). 49. — 1893. — 69.
Über die Beugung des Lichtes an einem geraden scharfen Schirmrande.
- [103] MAGNUS : *Z. f. Phys.* 117. — 1941. — 168. Über die Beugung elektromagnetischer Wellen an einer Halbebene.
- [104] MASAO KATANI : *Proc. Phys. Math. soc. Japan.* 3. — 1933. — 15. — An acoustical problem relating to the theory of Rayleigh discs.
- [105] MEIXNER : *Z. f. Naturforschung.* 1. — 1946. — 496.
Dans Babinetsche Prinzip der Optik.
- [106] MEIXNER : *J. Gött. Nachr.* 1. — 1946. — 74.
- [107] MIE : *Ann. der Phys.* 25. — 1908. — 377.
Beiträge zur Optik trüber Medien.
- [108] MILES : *J. acoust. soc. am.* 17. — 1946. — 259. 19. — 1947. — 572. 19. — 1947. — 580.
Calculs sur les ondes acoustiques guidées.
- [109] MILES : *Proc. of the IRE.* 34. — 1946. — 728.
The equivalent circuit for a plane discontinuity in a cylindrical wave guide.
- [110] MILES : *J. acoust. soc. am.* 20. — 1948. — 370.
The diffraction of sound waves by an infinite set of plates.
- [111] MILES : *J. of appl. Phys.* 20. — 1949. — 760.
On the diffraction of an electromagnetic wave through a plane screen.
- [112] MÖGLICH : *Ann. der Phys.* 83. — 1927. — 609.
Beugungserscheinungen an Körpern von ellipsoidischer Gestalt.
- [113] MORSE AND RUBENSTEIN : *Phys. Rev.* 54. — 1938. — 895.
The diffraction of waves by Ribbons and Slits.
- [114] MÜLLE, BLOCK, DAVIS : *J. acoust. Soc. Am.* 10. — 1938. — 6.
- [115] MÜLLER : *Ann. der Phys.* 11. — 1931. — 187.
Frenelsche Beugungserscheinungen — Interferenzen hoher Ordnungszahl.
- [116] NÖRDLUND : Vorlesungen über Differenzenrechnung (Berlin 1924).
- [117] NOVOTATZKI : *Z. f. Phys.* 119. — 1942. — 102.
Lichtbeugung an schwarzen Schirmen.
- [118] ORTUSI : *Ann. de Radioélectr.* 1. — 1946. — 87 (et thèse).
Diffraction et reflexion des ondes guidées.
- [119] PALEY et WIENER : *Ann. Math. Soc. colloq. publ.* 19. — 1934 § 4.
The Fourier transform in the complex domain.
- [120] PIDDUCK : *Phys. Rev.* 68. — 1945. — 142.
The theory of diffraction.
- [121] PIDDUCK : *Phil. Mag.* 32. — 1946. — 280.
The theory of diffraction.
- [122] POINCARÉ : *La lumière.*
- [123] POINCARÉ : *Théorie mathématique de la lumière.*
- [124] POINCARÉ : *C.R.* 113. — 1891. — 515.
Sur la théorie des oscillations Hertiennes.
- [125] POINCARÉ : *Acta Math.* 16. — 1892. — 297 et 20. — 1897. — 313.
Sur la polarisation par diffraction.
- [126] POINCARÉ : *Jahrb. f. drahtl. Telegr.* 3. — 1910. — 445.
- [127] POTIER : *C.R.* 222. — 1941. — 229.
Sur la validité du principe de Huyghens.
- [128] PRESTON : *Theory of Light.*
- [129] PRINSHOF - KLEIN - KELLEN - COSTANSON : *J. Acoust. Soc. Am.* 19. — 1947. — 132. Diffraction of sound around a circular disk.
- [130] RAMAN AND KRISHNAN : *Proc. Roy. Soc.* — 116. — 1927. — 254.
The diffraction of Light by Metallic Screens.
- [131] RANDERS : *Forovarets Forshinst Arl.* 6. — 1947. — 12.
On Huyghens principle for electromagnetic waves.
- [132] RAYLEIGH : *Theory of Sound.*
- [133] RAYLEIGH : *Sc. Pap.* III. — 24 (1888).
Diffraction of Sound.
- [134] RAYLEIGH : *Sc. Pap.* III 47 (1888).
Wave Theory of Light.
- [135] RAYLEIGH : *Sc. Pap.* IV 283 (1897).
On the passage of waves through apertures in plane screens.
- [136] RAYLEIGH : *Sc. Pap.* IV 305 (1897).
On the incidence of aerial and electrical waves upon small obstacles.
- [137] RAYLEIGH : *Sc. Pap.* V. — 148 (1904).
On the acoustical shadow of sphere.
- [138] RAYLEIGH : *Sc. Pap.* V 380 (1907).
On the passage of sound through narrow slits.
- [139] RAYLEIGH : *Sc. Pap.* VI 161 (1913).
On the passage of waves through fine slits in thin opaque screens.

FONDÉE EN 1856

MF d'OM

FABRICATION DE QUALITÉ



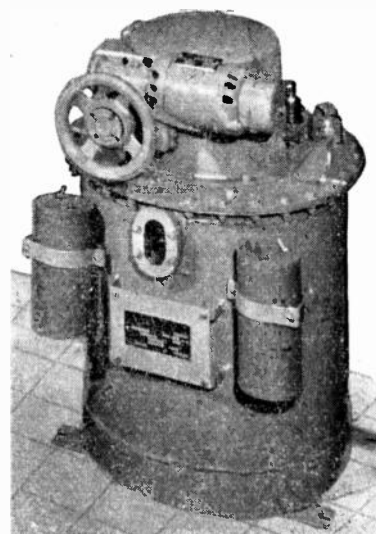
FABRICANTS DE
SUPPORTS DE TUBES
PIÈCES DIVERSES
ŒILLETS - COSSES
RIVETS CREUX
QUALITÉ INÉGALÉE

MANUFACTURE FRANÇAISE
D'ŒILLETS MÉTALLIQUES

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL 24.000.000 FR.

64, B^e de STRASBOURG - PARIS - BÔIT 72-76

SFME
PANTIN



RÉGULATEUR DE TENSION DANS L'HUILE
pour Colonies

- Redresseurs. Bobines de Self-Inductance pour filtrage de courants redressés. ● Transformateurs spéciaux. ● Réglage de la Tension.
- Tableaux et pupitres de commande.

Nombreuses Références dans les Stations d'Emission

62, RUE DENIS-PAPIN ★ Tél. NORD. 47-62

2 MICROPHONES
de grande classe



DEPUIS
25 ANNÉES
*La Radiodiffusion
Française*
LES UTILISE

TYPES
42-B A RUBAN
75-A DYNAMIQUE

MELODIUM

296, RUE LECOURBE - PARIS-15^e - LEC. (50-80 3-1.)

POUR LES
SERVOMÉCANISMES

Les **RELAIS**
POLARISÉS SENSIBLES
Notice N° 281 sur demande



Les MOTEURS
TRANSYNS
POUR TRANSMISSIONS SYNCHRONES
Notice N° 581 sur demande

SADIR CARPENTIER. 101, B^d MURAT - PARIS-XVI^e

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 600.000.000 DE FRANCS

APR 2 1952

L'ONDE ÉLECTRIQUE

32^e ANNÉE N° 300

M A R S 1952

PRIX : 200 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e



**APPLICATION D'UNE COMMANDE ÉLECTRONIQUE "SME" A UNE
PLATEFORME DE TRACTION AU BASSIN D'ESSAI DES CARÈNES**
" Par autorisation de la Direction Centrale des Constructions et Armes Navales "

NOTRE COUVERTURE

Commande électronique
de la Société des
Servomécanismes Electroniques

LIRE DANS CE NUMÉRO

Les dynamos amplificatrices, leur emploi dans
les servomécanismes - G. Lehmann

L'application des méthodes d'analyses électro-
magnétiques à l'étude des suspensions
d'automobiles - G. Cahen

Le Congrès de Recherche du Bâtiment
(Londres), Section Acoustique
J. Pujolle

Diffracted des ondes électromagnétiques
par des ouvertures dans des écrans
plans conducteurs (suite et fin)
J. P. Vasseur

LE
PLUS HAUT
Standard de qualité
EN
CONDENSATEURS..

CONDENSATEURS
ÉLECTROLYTIQUES - AU
PAPIER - TUBULAIRES
ANTI PARASITES
TÉLÉPHONIQUES - BLINDÉS

CONDENSATEURS
POUR FLUORESCENCE -
A DÉCHARGE - FILTRES
- DE DÉMARRAGE -
POUR L'AMÉLIORATION DU
FACTEUR DE PUISSANCE

CONDENSATEURS
ÉMISSION - RÉCEPTION
MICA - CÉRAMIQUES
TÉLÉPHONIE POUR H.T.
POUR TÉLÉVISION - A GAZ
AVIATION - ETC... ETC...

LA PLUS IMPORTANTE
PRODUCTION FRANÇAISE
DE CONDENSATEURS

SAFCO

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL
95.191.492.500 FRANCS

TRÉVOUX

40 RUE DE LA JUSTICE PARIS-20
TÉLÉPHONE : MEN. 96-20



USINES A PARIS - SAINT - O U E N - T R É V O U X
DÉPARTEMENT EXPORTATION : SIEMAR - 62, RUE DE ROME - PARIS-8^e TÉL. : LAB. 00-76

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 161, Boulevard St-Germain, PARIS-6^e, Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE 2000 F

ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6°)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

200 francs

Vol. XXXII

MARS 1952

Numéro 300

SOMMAIRE

		Pages
Les dynamos amplificatrices, leur emploi dans les servomécanismes.....	G. LEHMANN	78
L'application des méthodes d'analogies électromagnétiques à l'étude des suspensions d'automobiles	G. CAHEN	89
Le Congrès de Recherche du Bâtiment (Londres). Section Acoustique	J. PUJOLLE	91
Diffraction des ondes électromagnétiques par des ouvertures dans des écrans plans conducteurs (suite et fin)	J. P. VASSEUR	97
 <i>Sur la couverture :</i> Application d'une commande électronique à une plateforme de traction au Bassin d'Essais des Carènes Société des Servomécanismes Electroniques (S.M.E.)		

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Électrique n'engagent que leurs auteurs

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. i.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. », a pour buts (art. 1 des statuts)

1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants:

1° Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique*;

2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3° Visites de diverses installations radio électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc.;

4° Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse)

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALÉSIA 4-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1° Membres titulaires, particuliers 1 600 F
— sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré
25 000 F. } de la Société
ou 50 000 F. } ou Collectivité

2° Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 800 F.
Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.

3° Membres à vie.

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.

4° Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.

5° Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947).

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ
MM.

- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
 1924 R. DE VALBREUZE, Ingénieur..
 1925 † J.-B. POMEY Inspecteur Général des P. T. T.
 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
 1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
 1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
 1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
 1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.

Président désigné pour 1953 :

M. P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.

Vice-Présidents :

MM. B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.

R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.

R. AUBERT, Directeur général adjoint de la S. F. R.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.

Secrétaires :

MM. J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.

H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOT.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN	M. CHARIET.
			MM. COURTILLOT.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10 Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

OFFRES D'EMPLOI

07. — Jeunes Ingénieurs spécialisés dans une ou plus des branches suivantes : Electronique, Servomécanismes, mécanique de précision, photométrie, technique du vide dynamiques, ayant b. formation, qq. années expérience labo, industrie, esprit créateur pour recherches, études, essais et réalisations prototypes. Fr. B. rémunération, écrire à la Société qui transmettra.

08. — Importante Usine Tubes Électroniques Recherche Jeunes Ingénieurs. Formation Supélec, I.E.G., Licence ès- sciences pour Electronique. Hyperfréquence, Télévision, ayant quelques années de pratique. Adresser curr. vit. à la revue qui transmettra.

09. — "Société de Télécommunications recherche, pour situation d'avenir, jeune Ingénieur ancien élève d'une Ecole d'Arts et Métiers et

de l'Ecole Supérieure d'Electricité, section Radio. Écrire à la Société qui transmettra".

10. — Importante Société cherche à s'assurer le concours d'un technicien très qualifié. Ingénieur de préférence, connaissant parfaitement soit l'Anglais et le Français, soit le Hollandais et le Français pour traductions techniques. Un séjour permanent à l'étranger serait indispensable et facilité. Écrire à la Société qui transmettra.

DEMANDE D'EMPLOI

11. — Ingénieur Radio E.S.E., 25 ans, deux années de pratique dans les Servomécanismes, connaissant anglais et allemand, cherche situation dans service brevets et documentation concernant les Servomécanismes. Écrire à la Société qui transmettra.

Liste des nouveaux membres : Voir face page 114

ASSEMBLÉE GÉNÉRALE DU 26 JANVIER 1952

La Séance est ouverte à 17 heures à l'Amphithéâtre de Physique de la Sorbonne sous la présidence du Général LESCHI.

ALLOCUTION DU GÉNÉRAL LESCHI

Président sortant

MES CHERS COLLÈGUES,

Un an s'est écoulé depuis notre dernière Assemblée Générale ; j'ai peine à concevoir que c'est il y a un an déjà que par une malencontreuse absence due à la maladie, je perturbai le déroulement normal de la cérémonie de passation des pouvoirs et obligeai notre collègue M. BESSON, à continuer pendant quinze jours encore de garder la présidence de notre Société.

Cette année s'est enfilée vraiment à une allure vertigineuse et j'avais l'impression (avant d'avoir ces jours derniers, avec notre Secrétaire Général M. MATRAS, puis avec le Bureau et le Conseil de notre Société, examiné le bilan de notre activité), que ce bilan serait affreusement réduit.

M. MATRAS vous présentera le rapport moral : vous pourrez constater cependant que s'il ne répond peut-être pas entièrement aux espérances que vous aviez mises en moi, en m'accordant vos suffrages, il est tout de même assez substantiel.

Nos réunions dans cet amphithéâtre se sont poursuivies à un rythme normal, alimentées par des conférences de techniciens éminents ; des visites fort intéressantes ont eu lieu, des contacts ont été maintenus avec d'autres groupements français ou étrangers, nos sections restent actives, et notre belle Revue *L'Onde Electrique* n'a jamais manqué d'aliment.

Je me dois tout d'abord de remercier devant vous, pour l'aide intelligente et active qu'ils m'ont apportée, nos Vice-Présidents, nos collègues du Bureau et du Conseil, les Présidents et Secréétaires de Sections, le Secrétaire Général, les Secréétaires, le Trésorier et aussi le Comité de rédaction de *L'Onde Electrique* ; je vous demande, en particulier, de vous associer aux remerciements que j'adresse à M. PICAULT qui a présidé pendant plusieurs années ce Comité, et rendu de si éminents services à la Revue ; malgré notre insistance unanime, M. PICAULT a demandé à résilier ces fonctions ; nous lui sommes très reconnaissants de l'aide efficace qu'il nous a apportée.

Je vous remercie aussi vous tous, mes Chers Collègues, qui par votre présence assidue à nos réunions, par l'intérêt que vous portez aux questions exposées et discutées, maintenez et prouvez de façon continue la vitalité de notre Société.

En ce qui me concerne personnellement, et bien que le bilan d'activité soit loin d'être nul, j'ai l'impression de vous devoir des excuses car je n'ai peut-être pas, du fait de mes obligations professionnelles assez écrasantes, du fait aussi de la rapidité de l'écoulement des douze mois qui s'achèvent, consacré suffisamment de temps à la Société, ni tenu entièrement les engagements que j'avais pris devant vous le 10 février dernier. J'avais promis, en particulier, une visite par petits groupes de l'émetteur de télévision de la Tour-Eiffel, et cette promesse n'a pas été tenue. J'espère que vous ne m'en voudrez pas, et reste à la disposition de la Société pour que cette visite puisse avoir lieu à la belle saison prochaine.

La tradition veut maintenant que je vous présente le Président pour 1952 ; cette tâche me sera non seulement très agréable, mais aussi très aisée, car M. DE MARE est connu de vous tous et depuis très longtemps pour ses éminents travaux, pour son activité inlassable, pour son dévouement total et dans tous les domaines, à la cause radioélectrique.

M. DE MARE est un ancien ; j'espère qu'il ne m'en voudra pas de le dire, moi qui commence à ne plus être très jeune. Il a achevé ses études supérieures en 1922, il est ingénieur de l'Institut Electrotechnique de Grenoble, et titulaire de certificats obtenus devant la Faculté des Sciences de cette ville.

Appelé sous les drapeaux en avril 1917, il a eu le privilège de faire une partie de la guerre 14-18 aux Armées et d'y conquérir une citation à l'Ordre de la Division, alors qu'il servait dans un détachement télégraphique de division de cavalerie ; il eut ensuite le privilège de servir jusqu'en 1920 à la Télégraphie Militaire, sous les ordres de celui que nous autres des Transmissions appelons toujours le Patron, celui dont nous vénérons toujours la mémoire et perpétons le souvenir, celui qui sut être à la fois un Ingénieur et un soldat : le Général FERRIÉ.

Dès novembre 1922, M. DE MARE entre aux Etablissements DUCRETET, dont il est nommé Chef du Service Technique en 1925 ; il manifeste immédiatement sa compétence, son esprit inventif, sa grande activité, par de nombreux travaux (dont certains en collaboration avec un autre ancien éminent, notre collègue M. BEDEAU), par de nombreux brevets dont l'un surtout est resté célèbre, et fit à l'époque couler beaucoup d'encre à la suite d'un procès retentissant. Les anciens se souviennent tous du radiomodulateur DUCRETET, et de la réception par changement de fréquence à tube bi-

grille ; ce fut la première lampe multiple, et elle date de 1925. Songez à tout ce qu'il a fallu d'esprit inventif à son auteur pour concevoir ce qui paraîtrait si banal aujourd'hui. Après avoir été ensuite Chef du Service Technique du Département T. S. F. de la Co DUCRETET-THOMSON, M. DE MARE est actuellement à la Co THOMSON-HOUSTON, où il cumule les fonctions de Directeur-Adjoint des brevets et Ingénieur-Conseil au Département Radio de cette Compagnie.

Mais là ne s'arrête pas le domaine d'activité professionnelle de notre nouveau Président ; rien de tout ce qui touche à la technique des courants forts et des courants faibles ne lui est étranger ; il est à la fois :

— Président de la Commission Technique du Syndicat des Constructeurs d'Appareils Radio et Télévision (S. C. A. R. T. - S. N. I. R.) ;

— Président de la 93^e Commission de l'Union Technique de l'Electricité (U. T. E.) ;

— Membre du Comité Electrotechnique français ;

— Expert auprès des Tribunaux.

Il a été enfin Vice-Président de notre Société en 1949 et 1950 et depuis 1938 Président d'une de nos sections les plus actives : la section d'Etudes Générales.

C'est vous dire que c'est en toute confiance pour l'avenir de notre Société, qu'avant de rentrer dans le rang, je lui transmets la Présidence.

ALLOCUTION DE M. DE MARE

Ingénieur-Conseil

Président pour 1952

MESDAMES, MESSIEURS,

Je ressens avec émotion le grand honneur qui m'est fait de recevoir des mains du Général LESCHI les pouvoirs que votre bienveillance me confie. Je le remercie de la façon bien trop élogieuse dont il m'a introduit et je suis certain d'être votre fidèle interprète en lui exprimant notre profonde gratitude pour les heures précieuses qu'il a bien voulu consacrer à présider de façon si éclairée et si active aux destinées de notre société, et cela malgré ses écrasantes occupations.

Je dois ensuite vous dire avec quelle réelle appréhension j'ai accueilli la décision de vos indulgents suffrages. J'éprouve, en effet, quelque confusion en évoquant le souvenir de tant d'hommes illustres, et de hautes personnalités appartenant aux diverses activités de notre pays, qui ont fondé notre Société, puis l'ont conduite vers des destinées toujours plus brillantes. S'ils ont placé l'exemple à une hauteur difficilement accessible, ils léguent à leur modeste successeur une inestimable source d'inspiration. Je connais, d'autre part, pour avoir eu le privilège de participer aux travaux de votre Bureau et de votre Conseil, la qualité de ces collègues. Quant à votre Secrétaire Général, je me bornerai à dire qu'il est de la lignée de ses éminents prédécesseurs ; je ne crois pas pouvoir ainsi lui rendre un hommage plus mérité. Devant un travail aussi bien préparé, ma tâche s'annonce singulièrement facilitée.

Le Général LESCHI vous rappelait, l'année dernière, qu'il est de tradition qu'un président entrant en fonctions esquisse devant vous les grandes lignes de l'activité qu'il envisage au cours de son mandat. Je n'aurai nulle peine à le faire car la route a été, sous son impulsion, admirablement tracée.

Le programme des communications techniques arrêté pour le premier semestre par votre Bureau s'efforce de réaliser, comme par le passé, un juste équilibre entre les sujets scientifiques, techniques, technologiques, et d'exploitation. C'est ainsi que vous entendrez des exposés généraux traitant des acquisitions récentes de la Recherche fondamentale en Physique, grâce auxquelles nos connaissances de la structure et des propriétés de la matière progressent si rapidement ; seront notamment traités les semi-conducteurs et l'action des ondes hertziennes sur les atomes et les molécules. Les applications aux télécommunications, de ce que l'on peut appeler l'électronique des solides, feront l'objet de plusieurs communications, concernant l'amplification, la photo-conductivité, l'émission électronique dans les cathodes de types modernes...

Nous demanderons à nos conférenciers de conserver à leurs exposés un niveau scientifique et technique élevé, mais toujours avec le souci d'offrir à un auditoire qui n'est pas strictement spécialisé, le moyen de rafraîchir ses connaissances, et de maintenir le contact avec le progrès, au prix d'un effort raisonnable.

C'est à nos Sections d'Etudes qu'ils appartiennent de poursuivre les remarquables travaux qu'elles ont déjà faits, sur des sujets précis et limités ; en évoquant l'activité de ces séminaires nous ne saurions trop remercier tous ceux qui animent les débats.

Nous nous efforcerons de maintenir le rythme de nos réunions ;

non seulement elles sont une source d'enrichissement de nos connaissances, mais encore, par les contacts psychologiques dont elles sont l'occasion, elles entretiennent la sève de ce véritable esprit d'équipe, à l'échelle nationale, sans lequel un pays est voué de façon certaine à la paralysie.

C'est dans le même esprit que nous continuerons à développer les liens qui unissent notre Société à d'autres Groupements scientifiques et techniques. N'est-ce pas de plus aux frontières de disciplines différentes que se font maintenant les plus riches moissons et que nous avons le plus de chances de suivre notre vocation de chercheur qui est, avant tout, de participer à l'amélioration de la condition humaine.

Enfin, nous chercherons à étendre les contacts avec des groupements étrangers dans les limites que sont contraints de nous imposer ceux qui ont la redoutable charge de notre défense. Par sa haute tenue, L'ONDE ÉLECTRIQUE est un message de choix qui peut utilement contribuer à mieux faire connaître la part qui revient à la France dans la prestigieuse ascension de la Science et des Techniques.

RAPPORT MORAL PRÉSENTÉ

PAR MONSIEUR J. MATRAS

Secrétaire Général

Avant de vous présenter pour la première fois le rapport moral du Conseil, je tiens à remercier, en votre nom, mon prédécesseur au poste de Secrétaire Général, M. R. RIGAL, qui pendant six ans a assuré dans des conditions souvent difficiles, la permanence de la bonne marche de la Société. Si en 1951 nous avons pu fêter l'inscription de notre 2 000^e Membre, si nous avons pu assurer la publication d'un annuaire qui n'avait pas paru depuis 1937, c'est en grande partie à sa diligence et à son activité, sous l'impulsion des Présidents éclairés, que nous le devons. Appelé par vos suffrages au poste de Vice-Président M. RIGAL continue d'ailleurs à nous faire bénéficier de ses conseils éclairés, pour le plus grand bien de notre Société.

Le bilan qui va vous être présenté est dans la ligne de ceux qui vous ont été exposés les années précédentes.

A quatorze reprises, en 1951, nous nous sommes réunis dans cet Amphithéâtre pour écouter, sur des sujets divers, les communications de brillants techniciens à qui je veux transmettre ici nos vifs remerciements. Ceux-ci s'adressent en particulier aux conférenciers résidant à l'étranger, M. Jean MARIQUE, Secrétaire Général du Centre de Contrôle des Radiocommunications des Services Mobiles de Bruxelles et M. le Professeur WIENER, du Massachusetts Institute of Technology.

La dernière conférence de l'année a été prononcée devant les Membres réunis de la Société des Radioélectriciens et de la Société Française des Electriciens ; une autre a été faite en présence des Membres du Groupement des Acousticiens de Langue Française.

A ces quatorze causeries, il faut en ajouter une quinzième organisée en commun avec la Société des Ingénieurs Civils de France, la Société Française des Electriciens et la Société Française de Métallurgie, et prononcée dans la salle des Ingénieurs Civils de la rue Blanche.

Cet effort de coordination a été approuvé par l'Union des Associations Scientifiques Industrielles Françaises, auprès de laquelle nous représentons M. PICAULT, et qui au cours de sa dernière réunion a émis le vœu que les programmes de conférences organisées par les différentes Sociétés fédérées lui soient communiqués pour diffusion entre ses adhérents.

Pour compléter cet effort d'information, nous avions envisagé quatre visites, dont deux seulement ont pu être effectuées. C'est notre Président lui-même, le Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion, qui a accueilli nos Membres aux Centres d'émissions d'Allouis et d'Issoudun et au Centre de production Pierre Bourdan à Paris. Il eut la joie d'y piloter jusqu'à 450 personnes qui occupèrent les studios dans des conditions qui n'ont pas respecté, peut-être de façon parfaite, les normes optimales de l'Acoustique.

La vie de nos Sections d'Etudes s'est poursuivie à la diligence de leurs Présidents respectifs.

M. GRIVET, Président de la section « Electronique », nous a demandé, en raison de ses multiples occupations, de le décharger de cette fonction. Le Conseil a appelé, pour le remplacer, M. CAZALAS qui nous a soumis un programme de Conférences fort alléchant.

M. BEDEAU, n'a pas pu, à notre grand regret, en raison de son état de santé, poursuivre la tâche qu'il avait entreprise à la tête de la section « Electroacoustique ». Nous avons eu la bonne fortune de pouvoir le remplacer par M. CHAVASSE qui a fait preuve depuis sa prise de fonction d'une remarquable activité.

Enfin nous nous sommes efforcés de faire revivre la section « Documentation » qui ne s'était pas réunie depuis plusieurs années. M. Louis CAHEN a bien voulu se charger de l'animer, avec la collaboration de deux jeunes et actifs secrétaires, Mme COURTILLON et M. CHARLET. Il y a réussi, disons-le, au delà de toutes nos espérances. C'est la raison pour laquelle, nous lui avons également confié la Présidence du Comité de Rédaction de L'Onde Électrique que, malgré notre affectueuse insistance, M. PICAULT, qui a rendu de si précieux services à notre Revue pendant de nombreuses années, n'a pas voulu conserver.

Notre section régionale du Sud-Est, présidée par M. BENOIT, a connu une activité dont le compte-rendu a été publié dans L'Onde Électrique ; nous espérons créer prochainement une section à Alger, grâce à la diligence de M. BIANC-LAPIERRE.

Nos relations avec l'étranger se poursuivent toujours dans d'excellentes conditions : nous avons renoué, cette année, avec les Ingénieurs Japonais. Plusieurs de nos membres ont assisté au Congrès de la B. I. R. E. organisé à l'occasion du « Festival de Grande-Bretagne ».

J'ajoute qu'en France, grâce à l'énergique intervention de M. DE MARE, nous avons obtenu que la Société soit représentée par deux Membres, au Comité Français de Physique.

Pourquoi faut-il que je termine cet exposé si encourageant par une moins agréable information ? Chacun d'entre vous s'est peut-être aperçu de certaines fluctuations dans les prix ; c'est la raison pour laquelle notre Editeur a dû majorer ses taux d'abonnement.

Aussi à notre grand regret, sommes-nous dans la pénible obligation de vous proposer ce que nos éminents financiers appellent « une mise en ordre » des cotisations.

Cette mise en ordre, où, pour parler avec plus de franchise puisque nous sommes entre techniciens, cette augmentation, votre Conseil a décidé de la rendre surtout sensible pour les Sociétés adhérentes à qui nous faisons un pressant appel afin qu'elles consentent à s'inscrire au taux maximum ; cet effort supplémentaire, nous leur demandons de l'ajouter à celui qu'elles déploient pour faciliter, par une publicité toujours soutenue, la publication de L'Onde Électrique.

Nous espérons que la haute valeur de cette Revue, si universellement appréciée, leur montre que de notre côté nous essayons de rendre leur financement le plus productif possible.

Dans le même esprit nous allons nous efforcer de faciliter les échanges de documentation pour rendre aux Industries et Administrations françaises le maximum de services compatibles avec les statuts de la Société. Mais quelle que puisse être notre activité, celle-ci se serait révélée vaine si votre présence, toujours plus nombreuse, et votre collaboration efficace, ne nous avaient encouragés à poursuivre, pour notre bien à tous, des réalisations qui, espérons-le, vous donneront encore satisfaction pendant de nombreuses années.

CONFÉRENCES ET VISITES DE 1951

27 Janvier. — M. S. MALLEIN. — *Couleur et Télévision.*

10 Février. — M. Ch. BEURTHÉRET. — *Réfrigération des tubes électroniques par vaporisation d'eau.*

24 Février. — MM. J. F. DENISSE et J. L. STEINBERG. — *Le rayonnement radioélectrique solaire.*

10 Mars. — M. le Professeur WIENER. — *Théorie de la Construction des Filtrés.*

11 Avril. — M. J. MARIQUE. — *Le contrôle à distance des émissions de la Marine et de l'Aviation.*

25 Avril. — MM. R. BONNE et R. MARGOLOFF. — *La Spectrométrie de masse.*

9 Mai. — M. J. LOEB. — *La mesure en physique à la lumière de la théorie de l'information.*

23 Mai. — MM. Cl. MERCIER et A. GAILLARD. — *Radiodiffusion sur ondes courtes.*

1^{er} Juin. — M. Charles GUILLAUD. — *Séance commune avec la Société Française des Electriciens, la Société des Ingénieurs Civils de France et la Société Française de Métallurgie. « Les nouveaux matériaux ferromagnétiques, à haute coercitivité, à haute perméabilité, à faibles pertes ».*

20 Juin. — M. F. RAYMOND. — *Le calcul électrique.*

23 et 24 Juin. — *Visite des émetteurs d'Allouis et d'Issoudun.*

20 Octobre. — M. B. DECAUX. — *Récents progrès au département fréquences du Laboratoire National de Radioélectricité.*

24 Novembre. — M. L. CONTURIE. — *Un centre basse fréquence de Radiodiffusion.*

2 Décembre. — *Visite des studios du Centre Pierre Bourdan.*

8 Décembre. — M. R. CABESSA. — *L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans le domaine des télécommunications.*

15 Décembre. — M. G. LEHMANN. — *Les dynamos amplificatrices.*

COMPTE-RENDU DES COMMISSAIRES AUX COMPTES PRÉSENTÉ PAR

MM. FAGOT, JOUGUET ET VIGNERON

MESSEIERS,

Conformément aux décisions de l'Assemblée Générale du 27 janvier 1951, nous avons examiné les écritures comptables relatives à la vie de votre Société pour l'exercice qui vient de se terminer le 31 décembre 1951.

Les écritures font ressortir un total de recettes sensiblement comparable à celui de l'exercice précédent. On observe par contre une majoration des dépenses normales de l'ordre de 400 000 francs soit environ 15 % ce qui, compte tenu de l'évolution des prix, n'appelle aucune observation particulière. Du fait de cette majoration l'exercice se trouve déficitaire pour environ de 200 000 francs. L'encaisse s'est donc trouvée réduite d'autant.

Nous avons pu constater également, étant donné les charges que représente la publication de L'Onde Électrique, que la mesure de prudence proposée par le Conseil était parfaitement justifiée.

Les écritures qui ont été soumises à notre examen nous ont paru tenues avec toute la clarté et le soin désirable. Nous vous proposons en conséquence d'approuver les comptes qui vous sont présentés.

Nous tenons à remercier M. MATRAS, Secrétaire Général, et M. CABESSA, Trésorier, des facilités qu'ils nous ont offertes pour l'exercice de notre mandat et nous pensons devoir en votre nom les féliciter de la façon dont ils ont assuré la gestion des comptes de la Société.

**RAPPORT DU TRESORIER
PRÉSENTÉ PAR M. R. CABESSA***Bilan pour la période du 1^{er} Janvier 1951 au 31 Décembre 1951*

En caisse au 1^{er} janvier 1951 772 558
se décomposant en :

Banque 81 331
C. C. Postal 691 183
Espèces 44

772 558

Recettes 1951

Cotisations 2 393 353
Subvention du Secrétariat d'Etat à la Guerre 75 000
Versements libératoires 30 000
Visites organisées 9 900
Volumés du Congrès de Télévision 3 000
Intérêts 6 927
Divers 29 689

2 547 869

Dépenses 1951

Secrétariat 1 477 795
Frais de réunions 249 021
Achat de machines 182 347
Onde Electrique 769 547
Annuaire 1950-1951 50 514
Agios 484

2 729 708

Déficit pour 1951 : 181.839 francs
En caisse au 31 décembre 1951 : 590.719 francs
se décomposant en :

Banque 450 946
C. C. Postal 119 311
Espèces 20 462

590 719

Timbres (pour mémoire) 7 002

RÉSULTATS DES ÉLECTIONS

Nombre de votants 223
(bulletins nuls : 3)

Président (1953). — M. Pierre DAVID, Ingénieur en Chef à la Marine 218

Vice-Président. — M. R. AUBERT, Directeur Général Adjoint de la S. F. R. 213

Secrétaire. — M. G. G. ESCULIER, Ingénieur-Conseil 210

Membres du Conseil :

M. A. BLANC-LAPIERRE, Professeur à la Faculté des Sciences d'Alger 219

M. L. CAHEN, Ingénieur-Conseil 215

M. A. CAZALAS, Ancien Elève de l'Ecole Polytechnique 213

M. P. CHAVASSE, Ingénieur en Chef des P. T. T. 214

M. A. DANZIN, Directeur de la Société « Le Condensateur Céramique » 218

M. A. DAUPHIN, Ingénieur Militaire des Télécommunications 216

M. J. DOCKÈS, Ingénieur des P. T. T. 216

M. C. MERCIER, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Française 213

Commissaires aux Comptes :

M. Y. ANGEL 212

M. J. DELVAUX 212

M. H. PORTIER 214

La modification de l'article 2 des Statuts a été approuvée par l'Assemblée Générale.

Après la communication de M. G. G. ESCULIER sur les *Aspects techniques et humains de l'organisation des entreprises aux Etats-Unis*, la séance est levée à 19 h 20.

LES DYNAMOS AMPLIFICATRICES

LEUR EMPLOI DANS LES SERVOMÉCANISMES⁽¹⁾

PAR

Gérard LEHMANN

*Directeur Scientifique du Laboratoire Central de Télécommunications
Directeur de la Société des Servomécanismes Electroniques.*

On rappelle les principes et la construction d'une dynamo classique et son fonctionnement en régime transitoire.

On expose ensuite les propriétés de la machine considérée comme un amplificateur : courbes de réponse et retard de phase en fonction de la fréquence. On montre que la constante de temps ne reflète qu'imparfaitement l'aptitude de la dynamo à donner une réponse rapide. Une constante de temps infinie est parfois désirable. On indique quelques points de comparaison entre les dynamos à un et deux étages d'amplification. On mentionne ensuite certains aspects essentiels des phénomènes secondaires (hystérésis, courants de Foucault). Enfin, on expose les propriétés de l'association d'un amplificateur électronique et d'une dynamo amplificatrice, en soulignant la souplesse et les facilités d'adaptation de tels ensembles à la réalisation de servomécanismes variés.

I. — INTRODUCTION.

Pour les Radioélectriciens, l'amplificateur type demeure l'amplificateur à lampes électroniques. Et cependant, d'autres systèmes d'amplification sont d'un usage courant, parmi lesquels on peut citer : les dispositifs pneumatiques, hydrauliques, les amplificateurs magnétiques et les génératrices à courant continu, ou amplificateurs rotatifs. Ces derniers sont de plus en plus fréquemment utilisés comme étage de puissance d'une chaîne d'amplification dont les autres étages sont électroniques. Par ailleurs, ils figurent très souvent dans les servomécanismes d'antenne des RADARS ; aussi, ai-je pensé intéresser les radio-électriciens en venant leur présenter cet instrument avec lequel nombre d'entre nous sont peu familiers.

Dans la technique actuelle, les amplificateurs auxquels sont incorporées ces dynamos amplificatrices font presque toujours partie de systèmes à réaction négative, ou servomécanismes. Mentionnons parmi les plus utilisés : les régulateurs de tension des alternateurs, les régulateurs de courant des électro-aimants utilisés en physique atomique (cyclotrons, spectrographes de masse), les télécommandes d'armes ou de RADAR, les commandes de machines industrielles (laminoirs, raboteuses, etc...), les ascenseurs et machines d'extraction des mines.

II. — PRINCIPE. — CONSTITUTION.

Un amplificateur rotatif se compose d'une génératrice à courant continu G entraînée à vitesse de rotation constante par un moteur, par exemple un moteur à courant triphasé alimenté par le réseau de distribution, M (Fig. 1).

L'induit de la génératrice est connecté à l'impé-

dance de charge Z , dans laquelle circule un courant I , sous l'influence de la force électromotrice E de la génératrice.

Le courant à amplifier i circule dans l'enroulement d'excitation de la génératrice.

L'énergie fournie à l'impédance de charge Z est empruntée au réseau, à travers le groupe tournant.

a et b sont les bornes d'entrée de l'amplificateur, c et d sont les bornes de sortie.

e , f et g sont les bornes d'alimentation.

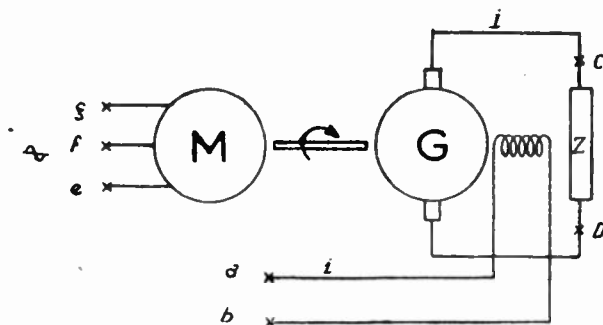


Fig. 1. — Principe d'un amplificateur rotatif

Sous sa forme la plus simple, la machine amplificatrice est une génératrice à courant continu de type classique (Fig. 2) ; comme il est bien connu, cette machine comporte un induit tournant, avec collecteur et balais, et un inducteur fixe avec pôles et enroulements inducteurs.

Dans la théorie élémentaire de la machine, on fait les hypothèses simplificatrices suivantes :

1^o La courbe de magnétisme de la machine est une droite, passant par l'origine (machine non saturée, absence d'hystérésis) ;

2^o Absence de courant de Foucault en présence de variation du champ inducteur ;

(1) Conférence faite le 15 décembre 1951 à la Société des Radio-électriciens.

3° Indépendance du flux inducteur par rapport au courant d'induit ;

4° L'impédance interne de l'induit est négligeable.

Il convient d'examiner le fonctionnement de la machine en régime variable, le courant engendré

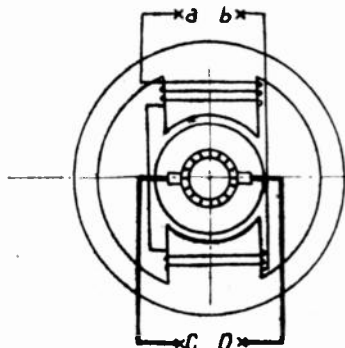


FIG. 2. — Disposition classique d'une génératrice à courant continu

par la machine n'étant plus « continu » mais constituant le signal variable et imprévisible sortant de l'amplificateur.

Analyse classique des Electriciens.

On se reportera avec fruit, pour une analyse du fonctionnement de ces machines à l'aide des méthodes classiques, à l'excellent article de M. Valentin (1).

Le circuit inducteur comporte en série une résistance r et une inductance L définie par le rapport :

$$L = \frac{\Phi}{i} \quad \begin{array}{l} \Phi \text{ flux traversant l'inducteur} \\ i \text{ courant inducteur} \end{array}$$

(L est une inductance définie dans l'hypothèse de la courbe de magnétisme linéaire).

La génératrice tournant à vitesse constante, l'induit est le siège d'une force électromotrice E , qui à chaque instant est proportionnelle au flux traversant la machine. Il s'ensuit que le fonctionnement élémentaire de la machine est caractérisé par la relation fondamentale, exacte à chaque instant dans le cadre des hypothèses simplificatrices :

$$1) \quad E = K \times i$$

Au régime « Nominal » de la machine, la puissance utilisable dans l'impédance de charge, en régime permanent, est (courant continu) :

$$W = E \times I$$

La puissance d'excitation dans ces conditions vaut :

$$w = r i^2 \quad (\text{courant continu})$$

L'amplification de la machine vaut donc :

$$2) \quad G_0 = \frac{E \times I}{r i^2}$$

Cette expression est valable pour le régime permanent en courant continu ; les radioélectriciens disent que c'est le gain à la fréquence zéro, et le notent G_0 .

Si l'inducteur est connecté brusquement, en a et b à une source de tension continue et d'impédance interne nulle, le courant d'entrée i , et par suite la tension de sortie E , s'établissent suivant une loi exponentielle dont la constante de temps est :

$$3) \quad \tau = \frac{L}{r}$$

Une bonne machine devant posséder une grande amplification G_0 et une faible constante de temps τ , M. Valentin a proposé, pour caractériser les qualités d'une dynamo amplificatrice, le « facteur dynamique d'amplification » :

$$1) \quad D = \frac{G_0}{\tau}$$

τ étant exprimé en secondes peut varier de quelques centièmes de secondes à plusieurs secondes.

G_0 peut varier de 10 à 100 ou davantage ;

D varie de 100 à 5000, suivant le type de machine.

Analyse des Radioélectriciens.

La dynamo amplificatrice faisant partie d'une chaîne d'amplification à réaction négative, les radioélectriciens, suivant leurs habitudes, étudieront son comportement en présence de sollicitations sinusoïdales de fréquence variable. Les paramètres i , I , E représenteront alors les valeurs complexes de courants et tensions sinusoïdales de pulsation ω .

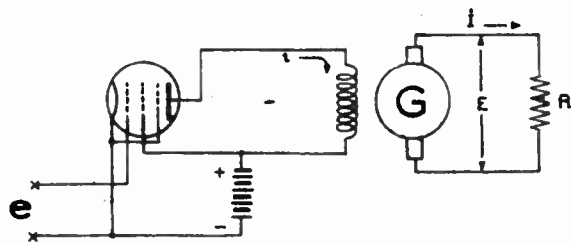


FIG. 3. — Dynamo amplificatrice précédée d'une lampe pentode

On désire connaître le module et la phase du rapport de transmission de la machine, en fonction de la fréquence. Une première remarque est que les propriétés de l'étage amplificateur dépendent profondément, d'une part de l'impédance interne de l'étage précédent, et d'autre part de l'impédance de charge Z .

Supposons que Z soit une résistance pure (cas rarement rencontré dans la pratique, d'ailleurs) ; je suppose d'abord que l'étage précédant la génératrice G présente une impédance interne infinie ;

(1) "Les dynamos amplificatrices. l'amplidyne", par A. VALENTIN, Bulletin de la Sté Française des Electriciens, Juin 1948.

ce cas est à peu près réalisé si cet étage est constitué par une lampe pentode, dont le courant plaque alimente l'inducteur de la machine G (Figure 3).

Dans ce cas, le courant i d'excitation sera d'amplitude constante à toute fréquence (pour une tension d'entrée constante appliquée à la grille de la pentode) et le rapport de transmission entre la force électromotrice E de sortie et la tension d'entrée de l'amplificateur est une constante à toute fréquence.

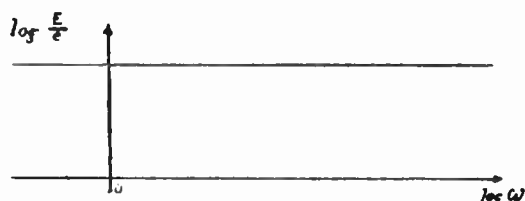


FIG. 4. — Courbe de réponse idéalisée de l'amplificateur de la figure 3.

Dans ce cas (simplifié par les hypothèses, mais réalisable approximativement en pratique) la constante de temps τ semble ne jouer aucun rôle particulier ; la machine est apte à transmettre des signaux dont le spectre de fréquence est très étendu ; aucune différence de phase n'est introduite par l'amplificateur qui semble quasi parfait, quelle que soit la construction de la machine. La courbe de réponse est une droite horizontale (Fig. 4).

Supposons maintenant que l'étage précédent G possède une impédance interne négligeable (étage à triode ou à thyatron ; ou encore deux amplificateurs rotatifs en cascade), (Fig. 5).

L'expression du courant d'excitation i est :

$$i = \frac{e}{r + j\omega L}$$

d'où pour le rapport d'amplification, en vertu de 1) :

$$\frac{E}{e} = \frac{K}{r + j\omega L} = \frac{K}{r} \times \frac{1}{1 + j\omega\tau}$$

Les courbes de réponse prennent l'aspect indiqué sur la figure 6. Elles sont moins favorables que les précédentes. De ces courbes seules ne peuvent pas être déduites les propriétés essentielles de l'amplificateur complet muni de ses systèmes de correction et de ses réactions.

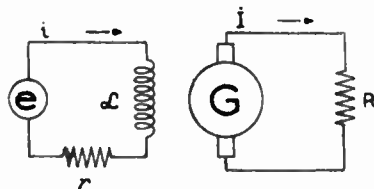


FIG. 5. — Dynamo amplificatrice précédée d'un étage d'impédance interne négligeable

Nous voyons déjà que la constante de temps τ a surtout comme propriété de définir la fréquence :

$$\omega\tau = \frac{1}{\tau}$$

au delà de laquelle le rapport de transmission de la machine baisse de 6 décibels par octave, si l'impédance de l'étage précédent est nulle.

Cette fréquence est sans lien direct avec la bande passante utile de l'amplificateur complet, et par suite sans lien avec le temps de réponse du servomécanisme dans la chaîne duquel la dynamo est incorporée. Cette remarque est fondamentale.

Pour préciser ces points, il faut introduire la notion de gain de la machine, pour un régime sinusoïdal permanent de pulsation ω .

Quelles que soient les impédances des organes extérieurs à la machine, celle-ci est capable de fournir, à la fréquence ω , une tension nominale E et un courant nominal I .

Sa puissance nominale de sortie est donc, constante à toute fréquence. Pour obtenir cette puissance de sortie, l'étage précédent la machine doit être capable d'envoyer à travers l'inducteur un courant sinusoïdal i .

Ceci exige de créer aux bornes de cet enroulement une différence de potentiel :

$$e = i(r + j\omega L)$$

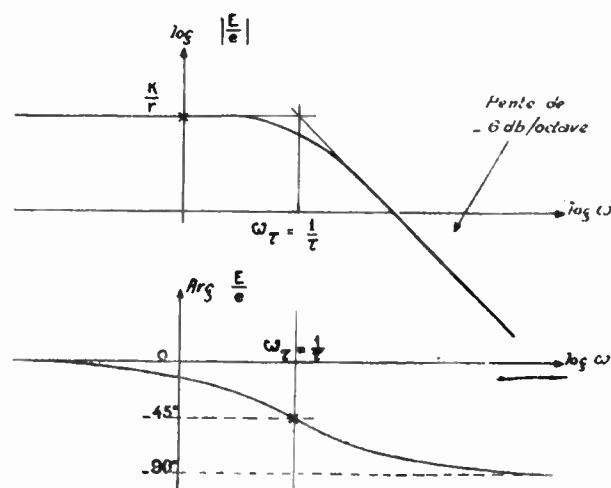


FIG. 6. — Courbes de réponse de l'amplificateur de la figure 5

La puissance apparente engendrée par l'étage précédent aura donc pour valeur :

$$w = i^2 |r + j\omega L| = i^2 \sqrt{r^2 + L^2 \omega^2}$$

C'est cette puissance qui détermine le dimensionnement de l'étage précédent. D'où l'expression du gain à la pulsation ω :

$$G = \frac{W}{w} = \frac{EI}{r i^2 \sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}$$

d'où enfin la relation principale :

$$5) \quad G = \frac{G_0}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}$$

La figure 7 représente la variation du module du gain.

Les fréquences remarquables sont $\omega_\tau = \frac{1}{\tau}$

et la fréquence ω_c pour laquelle le gain tombe à l'unité ; nous l'appellerons la fréquence angulaire de coupure de la machine. En effet c'est la fréquence au delà de laquelle l'usage de la machine est sans intérêt, car elle introduit une perte et non un gain.

Montrons que ω_c n'est autre que le facteur dynamique d'amplification de M. Valentin.

En effet, si G_0 est grand devant l'unité, ce qui est toujours le cas, on peut écrire sensiblement :

$$1 = \frac{G_0}{\omega_c \tau} \quad \text{d'où} \quad \omega_c = \frac{G_0}{\tau} = D$$

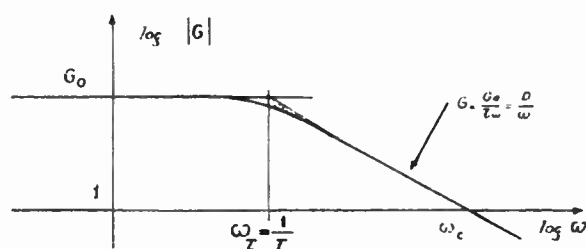


Fig. 7. — Gain en fonction de la fréquence

La fréquence de coupure d'une machine dont on connaît le facteur dynamique d'amplification D s'obtient donc immédiatement par la relation :

$$F_c = \frac{D}{2\pi}$$

La connaissance de cette fréquence est un renseignement utile en ce qui concerne la chaîne d'amplification complète. Pour les machines servant à illustrer la conférence, on a sensiblement :

$$\begin{aligned} G_0 &= 100 \\ D &= 2\,000 \\ F_c &= 320 \text{ cycles/seconde.} \end{aligned}$$

Pour $F = 15$ c/s., le gain de la machine vaut encore 21, soit 13 décibels.

Soulignons ici l'analogie existant entre une dynamo amplificatrice et son « facteur dynamique d'amplification » D , et une lampe amplificatrice pentode et son facteur de mérite M . Il est bien connu qu'utilisée dans un amplificateur à résistances, une telle lampe est capable d'amplifier une bande de fréquences s'étendant de zéro jusqu'à une fréquence maximum qui dépend du facteur de mérite de la lampe, quotient de sa pente S par la somme des capacités d'entrée et de sortie C .

$$M = \frac{S}{C}$$

Or, ce facteur M n'est autre que la pulsation pour laquelle le gain de l'étage ne peut pas dépasser l'unité ; pour cette pulsation on a en effet :

$$1 = \frac{C \omega_c}{S}$$

$$\text{d'où :} \quad \omega_c = \frac{S}{C} = M$$

Dans un étage à lampe, la fréquence de coupure est de l'ordre de 100 Mc/s, d'où la limitation à 10 Mc/s environ des bandes de fréquences effectivement utilisables avec un gain de 10 environ. De même, pour une bonne dynamo amplificatrice, la fréquence de coupure est de l'ordre de 300 c/s., d'où la possibilité pratique d'amplifier par ces machines un spectre s'étendant de zéro à 30 c/s (valeurs données à titre d'ordre de grandeur).

Il y a analogie entre le circuit de la lampe (limitation d'emploi résultant d'une capacité en parallèle), et le circuit de la dynamo (limitation résultant d'une inductance en série).

La constante de temps τ est une notion d'usage dangereux et qu'il semble prudent de laisser dans l'ombre.

Un technicien non averti risque d'avoir tendance à préférer entre deux machines, celle dont la constante de temps τ est la plus courte.

Si les deux machines ont même fréquence de coupure, leurs gains respectifs sont représentés par la figure 8.

En fait les servomécanismes réalisables avec les deux machines auront même largeur de bande globale, fixée par ω_c seulement.

La machine 2, qui a la plus grande constante de temps τ_2 , est plus avantageuse, car elle procure un gain plus élevé aux fréquences basses, donc un « taux de réaction négative » plus élevé, et une précision plus élevée du servomécanisme dans la portion utile du spectre des fréquences.

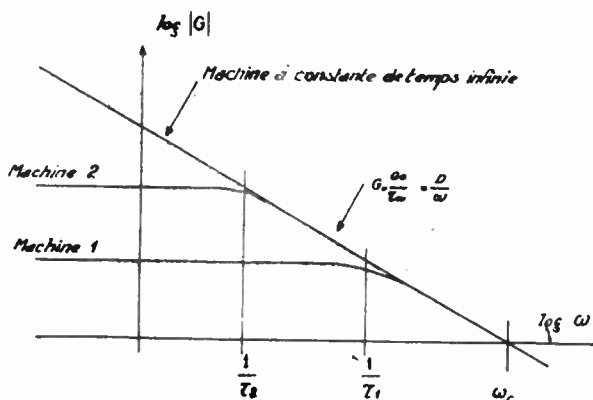


Fig. 8. — Influence de la constante de temps.

En fait, il arrive que l'on souhaite réaliser des servomécanismes dont la chaîne possède un gain infini à la fréquence zéro. Ceci est réalisable à l'aide d'une dynamo amplificatrice dont la constante de temps serait infinie.

Ce résultat peut être obtenu en faisant tendre vers zéro la résistance totale du circuit de l'inducteur. En fait on peut réaliser un tel circuit à l'aide d'une réaction positive ; certaines machines font usage d'une telle disposition ; c'est le cas des dynamos « Rototrol » (1). Compte tenu d'une telle réaction positive, réalisée à l'aide d'un second enroulement

(1) «*Le Rototrol*», par Jacques HÉLOR, Bulletin de la Société Française des Electriciens, Juillet 1949.

inducteur, l'expression du rapport de transmission de la machine se met sous la forme :

$$\frac{E}{e} = \frac{K}{j\omega L}$$

(expression dans laquelle K et L n'ont pas les mêmes valeurs que précédemment).

Ce rapport s'écrit sous forme symbolique :

$$\frac{E}{e} = \frac{K}{L} \times \frac{1}{p}$$

Cette relation montre que si une machine possède une constante de temps infinie, elle constitue un intégrateur parfait, et permet un taux de réaction négative infini à la fréquence zéro.

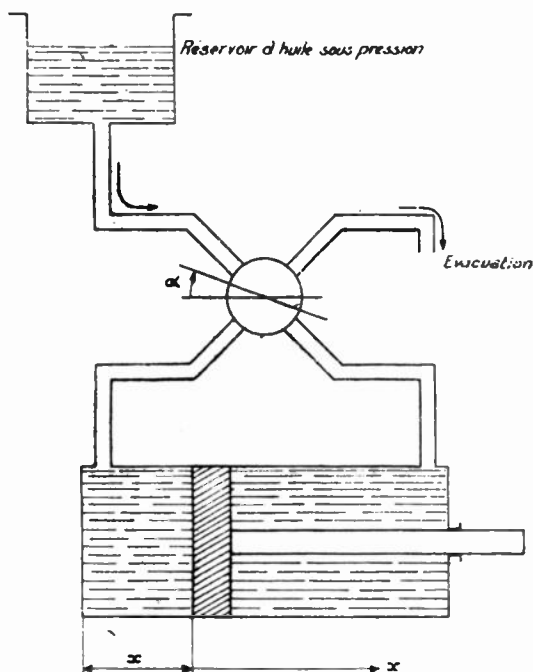


FIG. 9. — Amplificateur hydraulique à piston libre.

Ces circonstances se trouvent souvent systématiquement réalisées dans les régulateurs de vitesse hydrauliques des turbines, grâce à l'usage d'un étage amplificateur à piston libre.

Considérons en effet l'amplificateur à piston libre représenté par la figure 9.

Soit x le déplacement du piston, constituant la grandeur de sortie de l'amplificateur, et α la position angulaire de la vanne d'admission d'huile, constituant la grandeur d'entrée. Je suppose qu'à chaque instant le débit de l'huile (en volume par unité de temps) est proportionnel à l'angle de la vanne α .

A chaque instant, la vitesse du piston est proportionnelle à l'angle α

$$\frac{dx}{dt} = K \alpha$$

d'où le rapport de transmission de l'amplificateur :

En notation classique :

$$x = K \int \alpha dt$$

En notation symbolique :

$$x = \frac{K}{p}$$

En régime sinusoïdal :

$$x = \frac{K}{j\omega}$$

On a ainsi un exemple typique d'un amplificateur à constante de temps infinie, intégrateur parfait, et dont le gain à la fréquence zéro est infini.

Ceci signifie que si on donne à α un mouvement sinusoïdal d'amplitude constante, et dont la fréquence tend vers zéro, l'amplitude des mouvements sinusoïdaux du piston croît indéfiniment, comme il est aisé de s'en rendre compte.

A la limite, si la vanne est ouverte en permanence (fréquence zéro), le piston s'éloigne indéfiniment d'un mouvement uniforme (jusqu'à heurter le fond du cylindre, limite du domaine de validité des équations).

Les propriétés de cet amplificateur sont représentées, figure 8, par une droite indéfinie de pente $\frac{1}{\omega}$.

Ainsi la constante de temps apparaissant simultanément comme la meilleure et la pire des choses, mieux vaut éviter d'en faire usage.

Réversibilité.

Une propriété importante des amplificateurs rotatifs est leur réversibilité, au sens de la thermodynamique.

Nous entendons par là le fait que l'énergie peut s'écouler à volonté de l'amplificateur vers le circuit d'utilisation, ou en sens inverse. Normalement, la machine amplificatrice est génératrice, et l'utilisation reçoit de l'énergie empruntée au réseau. Mais il suffit que dans le circuit d'utilisation apparaisse une force contre-électromotrice supérieure à la force électromotrice de la génératrice pour que le courant change de sens ; la machine fonctionne alors en moteur, et l'énergie qu'elle reçoit est renvoyée au réseau à travers le moteur triphasé, réversible lui aussi.

Cette circonstance se produit communément lorsque l'organe d'utilisation est un moteur.

Le sens de circulation de l'énergie peut s'inverser pendant les périodes de ralentissement de ce dernier.

Il en est notamment ainsi dans les dispositifs de télécommande, et dans les équipements de machines à raboter, dont la table est animée d'un mouvement alternatif. Il en est de même aussi dans la commande des appareils de levage.

La réversibilité est donc une propriété essentielle dans de nombreux servomécanismes. La dynamo

amplificatrice possède cette qualité par sa nature même, sans précaution ni disposition spéciale.

Il n'en est pas de même de la plupart des autres amplificateurs. Les redresseurs à grille de contrôle (thyatron, par exemple) ne peuvent constituer des amplificateurs réversibles que moyennant des dispositions particulières assurant leur marche en onduleur (Inverter en anglais). D'importantes inductances additionnelles sont en général nécessaires pour assurer leur commutation, qui alourdissent les équipements un peu puissants.

Facteur de puissance.

Dans un amplificateur rotatif, il n'existe pas de relation nécessaire entre le courant de sortie de l'amplificateur et la puissance réactive empruntée au réseau triphasé.

Il n'en est pas de même dans les amplificateurs à thyatron ou redresseurs à grille, ou dans les amplificateurs magnétiques.

Lorsque ces derniers systèmes doivent fournir un courant intense à faible tension (par exemple, pour alimenter un moteur fournissant un couple élevé à faible vitesse), l'énergie réactive empruntée au réseau est obligatoirement importante, et le facteur de puissance descend à de faibles valeurs.

Il résulte de cette comparaison un intérêt notable des amplificateurs rotatifs fonctionnant sur un réseau de puissance limitée (navires, avions).

En outre, l'adjonction d'un volant sur le groupe convertisseur permet, en cas d'à-coups violents, de réduire les pointes d'appel de courant au réseau (cas des groupes Ilgner alimentant les moteurs des plus puissants laminoirs d'aciéries).

III. — DYNAMOS AMPLIFICATRICES A DEUX ETAGES EN CASCADE.

De nombreux amplificateurs rotatifs actuellement en service sont construits de telle manière qu'ils constituent en réalité un groupe de deux dynamos amplificatrices montées en cascade. Telles sont, notamment les machines Amplidyne et Méta-dyne.

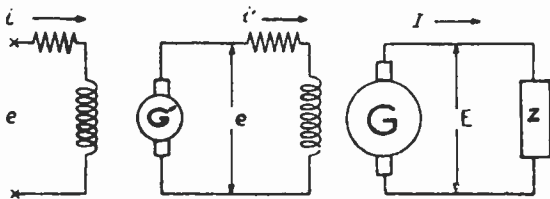


FIG. 10. — Amplificateur rotatif à deux étages en cascade

Le schéma de principe de ces machines est équivalent à celui de la figure 10. Nous n'exposerons pas ici le principe de ces machines qui ne comportent qu'un inducteur et un collecteur, mais dont les enroulements statoriques sont plus complexes que ceux des dynamos normales à un seul étage d'amplification.

Certaines précautions doivent être prises dans la comparaison des propriétés de ces machines doubles avec les dynamos à un seul étage.

A la fréquence zéro, en régime permanent, il est aisé de voir que le gain d'une machine à deux étages est égal au produit des gains de chaque étage, à la fréquence zéro.

Si ces derniers ont chacun pour valeur 100, le gain de l'ensemble atteint 10 000, à la fréquence zéro.

L'analyse des propriétés dynamiques est plus complexe, et les radioélectriciens traceront les courbes de réponses en amplitude et phase de l'ensemble des deux machines. Il est bien connu que le rapport de transmission complexe de deux étages en cascade est égal au produit des rapports de transmission individuels de chaque étage.

On obtient ainsi le rapport de transmission de la machine double :

1° Rapport du 1^{er} étage :

$$\frac{e'}{e} = \frac{K}{r + j\omega L} = \frac{K}{r} \times \frac{1}{1 + j\omega \tau}$$

2° Rapport du 2^e étage :

$$i' = \frac{e'}{r' + j\omega L'} = \frac{e'}{r'} \times \frac{1}{1 + j\omega \tau}$$

Nous avons supposé les constantes de temps des deux étages identiques et égales à τ , conformément aux dispositions rencontrées en général en pratique. d'où l'on tire :

$$i' = e \times \frac{K}{r r'} \times \frac{1}{(1 + j\omega \tau)^2}$$

Or, on a, comme vu précédemment, pour l'étage de sortie :

$$E = K' i'$$

d'où enfin le rapport de transmission de la machine double :

$$6) \quad \frac{E}{e} = \frac{K K'}{r r'} \times \frac{1}{(1 + j\omega \tau)^2}$$

Nous allons en déduire l'expression du gain en fonction de la pulsation. Ce gain, comme précédemment, est le rapport de la puissance *nominale* de l'étage de sortie de la machine, à la puissance *apparente* consommée par l'inducteur de l'étage d'entrée, à la fréquence considérée.

E , I , sont la tension et le courant nominal de sortie,

$|i|$, le module du courant dans l'inducteur d'entrée ;

$|e|$, le module de la tension aux bornes de l'inducteur d'entrée.

$$G = \frac{EI}{|e| \times |i|} = \frac{I}{|i|} \times \frac{E}{|e|}$$

Introduisons la valeur du rapport des tensions calculé ci-dessus, il vient :

$$G = \frac{I}{|i|} \times \frac{K K'}{r r'} \times \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2}$$

d'où enfin :

$$7) \quad G = \frac{G_0^2}{1 + \omega^2 \tau^2} = \left(\frac{G_0}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}} \right)^2$$

en désignant par G_0^2 le gain de la machine double à la fréquence zéro.

Des évaluations précédentes, on peut tirer les constatations suivantes :

La relation 6) montre que dans le domaine des pulsations supérieures à

$$\omega \tau = 1 / \tau$$

le rapport de transmission baisse de 12 décibels par octave (au lieu de 6 dans une machine simple) et que le retard de phase de la machine devient 180° (au lieu de 90°).

La substitution d'une machine double à une machine simple dans un servomécanisme transforme donc complètement le problème de la stabilité d'une manière telle que toute comparaison élémentaire est impossible.

Examinons la relation 7) ; dans les dynamos doubles usuelles, la valeur de la constante de temps τ et de l'amplification à la fréquence zéro G_0 de chaque machine élémentaire sont sensiblement les mêmes que dans les dynamos simples construites avec les mêmes précautions.

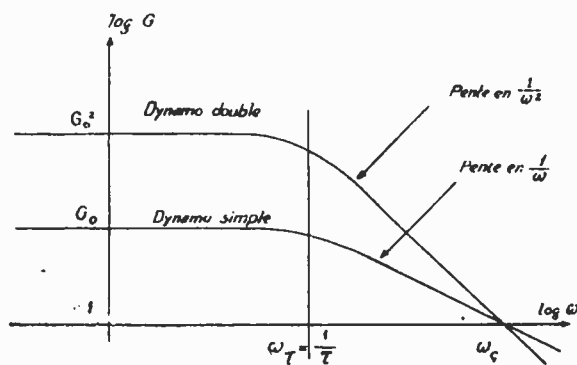


FIG. 11.

La relation 7) montre donc que la fréquence de coupure (fréquence pour laquelle le gain en puissance de la machine tombe à l'unité) est du même ordre de grandeur pour une dynamo simple, pour chaque étage d'une dynamo cascade, et pour la machine complète à deux étages. Rappelons que cette fréquence de coupure est de l'ordre de 100 à 500 cycles par seconde pour des dynamos de construction très étudiée.

L'aspect des courbes de gain des deux types de machine est donné par la figure 11, l'impédance

interne de la source antérieure étant supposée négligeable.

Or la valeur du « facteur dynamique d'amplification » donné pour les machines Amplidyne atteint de 100 000 à 500 000 (Valentin op. cit.). Il est évident que, si ce facteur et la fréquence de coupure sont identiques pour les dynamos simples, il n'en est plus de même pour les machines doubles, et que la comparaison des deux types de machines sur la base du « Facteur dynamique d'amplification » ne reflète pas l'ensemble du problème. Nous verrons d'ailleurs plus loin que le facteur dynamique d'amplification d'un ensemble constitué par une dynamo simple précédée d'un amplificateur électronique, présente un facteur dynamique d'amplification pouvant dépasser largement un milliard (10^9).

Il est bien connu, dans la technique de l'amplification électronique de puissance, que le prix du dernier étage constitue l'élément dominant du prix de l'ensemble, la puissance installée des étages précédant le dernier étant faible par rapport à celle de l'étage le plus puissant.

Il en est de même en ce qui concerne les amplificateurs rotatifs.

La puissance utile de l'amplificateur précédant une dynamo simple n'est que de 1 à 5 % de la puissance de cette dernière ; ce sont donc des considérations autres que le prix qui doivent servir de guide au choix du système d'amplificateur précédant le dernier étage.

Si nous considérons des dynamos amplificatrices simples d'une puissance inférieure à 100 kilowatts, ce qui couvre une grande partie des besoins existants, on voit que la puissance de l'avant-dernier étage sera en tous cas inférieure à 5 kilowatts, et le plus souvent comprise entre 100 watts et 1 kilowatt.

Or, l'on sait actuellement construire des amplificateurs électroniques d'une telle puissance (notamment à l'aide de thyratrons) d'un fonctionnement sûr et efficace, et n'introduisant pas le retard de phase supplémentaire de 90° inhérent à l'usage de deux amplificateurs rotatifs en cascade, dans le domaine d'atténuation.

Si, il y a quelques années, l'appréhension quant à la sécurité de fonctionnement des amplificateurs électroniques était encore justifiée, les progrès importants enregistrés dans cette technique font rapidement disparaître les dernières hésitations à ce sujet.

La discussion ainsi rapidement esquissée montre les éléments qui doivent entrer en ligne de compte dans l'étude d'ensemble d'un amplificateur de servomécanisme.

En outre, un examen du développement des amplificateurs électroniques montre qu'en général les étages à fonctions multiples (Reflex) ont été abandonnés au profit des systèmes mettant en cascade un nombre plus important d'étages amplificateurs simples, le prix de l'ensemble ne dépendant pratiquement que de celui du dernier étage, le plus puissant.

Ces diverses raisons ont conduit les bureaux d'études de la Société des Servomécanismes Electroniques

à réaliser des chaînes composées de dynamos amplificatrices à étage unique, précédées d'amplificateurs électroniques.

IV. — CONSTRUCTION DES DYNAMOS AMPLIFICATRICES.

C'est à partir des considérations précédentes que la Sté des Servomécanismes Electroniques, et les Sociétés GRAMME et RAGONOT, ont étudié en étroite collaboration, une gamme d'amplificateurs rotatifs destinés à faire suite à des amplificateurs électroniques.

Sans entrer dans le détail de la construction de ces machines qui sortirait du cadre d'un exposé à la Société des Radioélectriciens, mentionnons les éléments essentiels du problème.

Comme nous l'avons vu, le gain d'une machine est exprimé par la relation :

$$G = \frac{G_0}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}$$

Le problème consiste à augmenter G_0 et à diminuer τ ou encore à augmenter la fréquence de coupure, en vue d'accroître au maximum la précision et la largeur de bande des servomécanismes dans lesquels elle se trouvera incorporée.

M. Valentin a montré (loc. cit.) que, pour une machine simple, la fréquence angulaire de coupure est donnée par la relation approximative :

$$\omega_c = \frac{C}{e} V^2$$

dans laquelle :

V est la vitesse périphérique de l'induit ;

e est l'entrefer simple de la machine ;

C est l'épaisseur du cylindre de cuivre qui envelopperait l'induit si la partie active de son enroulement était ainsi transformée.

Cette relation montre l'intérêt d'utiliser un induit convenablement bobiné, et animé d'une vitesse périphérique élevée ; toutefois, les nécessités de la construction imposent des limites sévères à ces deux paramètres. En fait l'une des améliorations les plus sensibles réalisable dans la construction des dynamos amplificatrices est la réduction de l'entrefer.

La nécessité de réduire l'entrefer au minimum résulte d'ailleurs des considérations suivantes : aux fréquences élevées, la puissance consommée par le circuit d'entrée consiste presque uniquement en la puissance réactive nécessaire pour engendrer le flux alternatif qui parcourt l'inducteur de la machine, quand elle amplifie un signal sinusoïdal.

Cette puissance est directement proportionnelle à l'énergie magnétique maximum, enmagasinée dans le circuit magnétique de l'inducteur, à chaque cycle d'oscillation.

Or, tant que la machine n'est pas saturée (ce qui est le cas des dynamos amplificatrices) cette énergie magnétique est presque entièrement localisée dans l'entrefer, et elle a pour expression :

$$T = \frac{H^2}{8\pi} v$$

H est le champ dans l'entrefer

v est le volume total de l'entrefer.

D'où l'intérêt de réduire la valeur de l'entrefer. Or, dans les dynamos de construction classique, la longueur de l'entrefer est gouvernée par des considérations relatives à la réaction du flux transversal et à la commutation.

Les dispositions adoptées dans les dynamos GRAMME et les machines RAGONOT « Servodyne » ont permis de réduire cet entrefer à la valeur minimum compatible avec la construction mécanique.

Ces dispositions comportent notamment l'usage d'un stator lisse à encoches recevant l'enroulement inducteur d'une part, et un enroulement en série avec l'induit d'autre part, annulant la réaction d'induit et permettant la commutation à tous les régimes. Une gamme de machines dont les puissances nominales s'échelonnent à partir de 3 kilowatts a été réalisée par les Sociétés RAGONOT (pour les petites machines) et GRAMME (grandes machines).

Les caractéristiques essentielles de toutes ces machines sont voisines, les ordres de grandeur étant les suivants :

$$G_0 = 100$$

$$\tau = 0,05 \text{ seconde}$$

$$\omega_c = 2\,000 \text{ radians/seconde.}$$

Elles rendent possible la réalisation de servomécanismes de haute précision, dont les fréquences de coupure (pour le servomécanisme complet) peuvent dépasser 25 c/s, le temps de réponse correspondant étant de 0,02 seconde.

En pratique d'ailleurs, il est extrêmement rare que les machines auxquelles sont associés de tels servomécanismes ou régulateurs rendent possible l'utilisation de vitesses de réponse aussi élevées.

Les fréquences de coupure les plus usuelles se situent entre 5 et 15 c/s, notablement plus élevées que celles de nombreux servomécanismes de télécommande en usage durant la dernière guerre (de l'ordre de 3 c/s).

V. — PHÉNOMÈNES SECONDAIRES.

Ce sont ceux qui ont été négligés dans les hypothèses simplificatrices faites au début du paragraphe II.

a) Influence des défauts de la courbe de magnétisation.

Il s'agit de la courbure de la caractéristique de magnétisme, et de l'hystérésis.

Par rapport à l'hypothèse linéaire, ces défauts engendrent des distorsions analogues à celles qui prennent naissance dans les lampes électroniques de puissance.

L'usage de dynamos amplificatrices à étage unique localise ces défauts dans l'étage de sortie de la chaîne d'amplification. Il est alors bien connu que l'emploi d'une réaction négative élevée (qui caractérise les servomécanismes précis) permet la correction quasi intégrale des distorsions ou erreurs imputables à un défaut localisé dans l'étage de sortie.

Ces défauts sont tout d'abord minimisés en construisant les circuits magnétiques fixes et mobiles à l'aide de tôles magnétiques de bonne qualité.

Les défauts subsistant sont sans aucune influence sur le marché des servomécanismes, par suite des réactions négatives élevées mises en œuvre.

Aucun dispositif spécial correcteur d'hystérésis n'est nécessaire.

La situation ne serait pas la même dans le cas d'une dynamo à deux étages, les distorsions magnétiques apparaissant alors dans un étage à niveau faible, en un point où l'action correctrice de la réaction négative est bien moins efficace.

On sait en effet que la réaction négative ne corrige pas les effets nuisibles prenant naissance à l'entrée des amplificateurs.

Dans les équipements étudiés dans le présent article, les étages d'entrée, électroniques, sont exempts de distorsion.

b) Absence de courant de Foucault en présence de variation du champ inducteur.

Il est bien connu qu'un circuit fermé embrassant un circuit magnétique est le siège de courants induits qui, en vertu de la loi de Lenz, s'opposent aux variations du flux magnétique le traversant.

Outre les pertes qui résultent de ces courants, ceux-ci, s'il s'en produit dans des pièces métalliques couplées au circuit inducteur d'une dynamo amplificatrice, engendrent une atténuation importante aux fréquences élevées, venant diminuer la fréquence de coupure de la machine, et amoindrir ses qualités essentielles. Le circuit inducteur d'une dynamo amplificatrice de qualité doit donc être entièrement constitué par des empilages de tôles à transformateur.

Rotor et stator de ce type de dynamo sont donc analogues à ceux des moteurs à courant alternatif, permettant un fonctionnement conforme aux théories élémentaires jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100 c/s.

c) Indépendance mutuelle du flux inducteur (flux direct) et du flux d'induit (flux en quadrature).

Cette indépendance est assurée par les enroulements statoriques qui en fait permettent l'annulation du flux en quadrature, et par suite la réduction de l'entrefer, quel que soit le courant d'induit.

d) Faibles valeurs de l'impédance de sortie de la machine.

C'est également la présence de l'enroulement de compensation qui permet une réduction importante de la réactance de l'induit. Celle-ci, sans effet dans la marche en régime permanent des génératrices normales, joue un rôle néfaste dans les régimes variés des machines amplificatrices.

L'inductance d'induit est spécialement nuisible lorsque l'organe utilisateur est un moteur. En effet, celui-ci est assimilable à une capacité très importante, s'approchant parfois de 1 farad (1). La présence d'une inductance d'induit dans la génératrice et dans le moteur provoque une résonance au milieu de la bande transmise qui complique sérieusement la stabilisation des servomécanismes. Cette résonance peut se produire à des fréquences inférieures à 10 c/s pour des machines de construction normale. L'usage d'enroulement de compensation dans la

dynamo et dans le moteur permet de réduire considérablement les réactances d'induit, donc d'élever la fréquence des résonances d'induit.

On voit, par ce bref exposé, l'importance que prennent des considérations souvent secondaires, lorsque l'on étudie des machines devant être incorporées dans des ensembles de précision.

Ce sont ces divers éléments qui font d'une dynamo amplificatrice une machine différant notablement des génératrices à courant continu usuelles.

VI. — ASSOCIATION D'UNE DYNAMO AMPLIFICATRICE A UN AMPLIFICATEUR ÉLECTRONIQUE.

Les dynamos mentionnées dans les paragraphes précédents sont normalement associées à des amplificateurs industriels, de manière à constituer des groupements pouvant être utilisés dans des ensembles très variés.

Les amplificateurs électroniques utilisés dans ce but par la S. M. E. se composent de deux étages, équipés de lampes de réception, et d'un étage comportant des tetrodes à gaz construites par le Laboratoire Central de Télécommunications. Ces amplificateurs sont normalisés, construits d'avance et utilisés quel que soit le type de servomécanisme à réaliser.

À la fréquence zéro, les dynamos fournissent leur tension nominale de sortie pour une tension de 0,3 V environ appliquée à l'entrée de l'amplificateur, l'impédance d'entrée étant de 1 mégohm. La puissance d'entrée nominale est donc de 10^{-7} watts. Pour une dynamo de 10 kilowatts de puissance nominale, le gain G_0 a donc pour valeur :

$$G_0 = 10^{11}$$

la constante de temps τ de la machine (seule à entrer en ligne de compte, celle de l'amplificateur électronique étant complètement négligeable) est de 0,05 seconde. Le « facteur dynamique d'amplification », a donc pour valeur :

$$D = 2 \cdot 10^3$$

cette valeur très considérable caractérise les résultats donnés par le groupe cohérent d'un amplificateur électronique et d'une dynamo bien adaptés l'un à l'autre.

La largeur de bande utilisable des amplificateurs est de 15 ou 30 c/s suivant les types, la limitation étant due à la fréquence du réseau à 50 c/s alimentant l'étage à thyatron.

Des largeurs de bande plus élevées peuvent être obtenues, en vue de la solution de certains problèmes exceptionnels.

La valeur élevée de l'amplification a été adoptée de manière à pouvoir modeler les courbes de réponse suivant les problèmes à résoudre, sans jamais être gêné par un gain insuffisant.

En vue de réaliser les précisions et stabilités imposées, les caractéristiques des amplificateurs sont modifiées à l'aide de réseaux correcteurs en série, de boucles de réaction auxiliaires, ou des deux.

(1) "Une télécommande Electronique d'Artillerie", par Mrs AUBRY, LEHMANN et LE BOITEUX, "Onde Electrique", Août 1949, page 319.

Il est ainsi aisé de donner à l'ensemble amplificateur-dynamo des propriétés dynamiques fondamentalement différentes de celles des machines tournantes considérées seules. Cette faculté est utilisée dans deux directions essentielles :

En premier lieu, pour résoudre le problème de la stabilité ; on sait que cette question conduit à l'usage de réseaux électriques insérés en série dans les amplificateurs, conjointement à l'emploi de boucles de réaction secondaires. La possibilité de faire débiter les réseaux correcteurs sur l'impédance cathode-grille d'une lampe amplificatrice à courant continu conduit à des réseaux résistance-capacités comportant des résistances du type « radio » et des condensateurs de quelques microfarads au maximum, dont la tension ne dépasse jamais 50 volts. De tels réseaux sont faciles à calculer, à construire et à régler — leur volume total peut être de l'ordre de celui d'une boîte d'allumettes (de cuisine...).

En second lieu, on désire souvent limiter à une valeur maximum imposée certaines grandeurs électriques ou mécaniques qui risqueraient d'atteindre des valeurs dangereuses, en régimes perturbés : courants d'induit, couples ou accélération. De telles limitations se réalisent aisément en introduisant des éléments non linéaires (redresseurs au sélénium) dans les circuits d'entrée à bas niveau des amplificateurs électroniques. De telles dispositions se rencontrent très fréquemment dans les régulateurs de tension (pour éviter les surtensions) et dans les télécommandes (pour éviter les efforts mécaniques dangereux).

CONCLUSIONS.

Il arrive que parfois, l'on mette en opposition l'Electrotechnique classique et l'Electronique. Comme toujours en pareille circonstance, il est vraisemblable que les solutions qui s'imposeront à l'usage feront appel simultanément aux deux techniques, qui en de nombreux cas se complètent harmonieusement.

En particulier, l'union de la génératrice à courant continu (découverte par Gramme en 1869), et des amplificateurs électroniques constitue un ensemble d'une souplesse d'emploi vraiment extraordinaire.

C'est grâce aux facilités apportées par l'amplification électronique qu'il devient aisé de résoudre des problèmes d'une grande diversité à l'aide d'une gamme limitée d'amplificateurs et de génératrices construits d'avance et pouvant s'adapter ensuite à tout problème par l'adjonction d'éléments mineurs réalisés spécialement (réseaux stabilisateurs et limiteurs). Cette possibilité revêt une importance capitale en France, où l'ampleur limitée des fabrications rend économiquement pénible la réalisation d'équipements construits spécialement en vue d'un besoin déterminé.

En terminant, nous désirons adresser nos plus chaleureux remerciements à la Société GRAMME et à son Directeur Technique M. Perotin, à la Société RAGONOT et à son Directeur Technique M. Henry-Baudot, qui ont étudié et construit les machines tournantes, objets de cet exposé, dans un esprit d'équipe qui est le gage des réalisations durables.

APPENDICE

Démonstrations présentées au cours de la séance du 15 Décembre 1951 de la Société des Radioélectriciens.

Les équipements présentés en fonctionnement comportaient les éléments essentiels d'un dispositif de télécommande en position utilisé normalement dans les équipements industriels de commande synchronisée. Ils se composaient des organes suivants :

1° Un amplificateur électronique, comportant une entrée à faible niveau pour courant alternatif à 50 c/s (pour synchro-machines), un démodulateur équilibré, une entrée à faible niveau pour courant continu (pour machine tachymétrique), et un étage de sortie de 100 watts. Cet ensemble comporte six tubes de réception et deux tétrodes à gaz I.C.T. de 3 ampères, type 3868-A. ;

2° Un groupe de machines de mesures (synchro-machines et dynamo tachymétrique) ;

3° Un amplificateur rotatif composé d'un moteur à vitesse constante, et d'une dynamo amplificatrice « Servodyne ». La puissance nominale de la dynamo était de 5 kW, la puissance de crête de 20 kW ;

4° Un moteur de travail « servodyne » d'une puissance nominale de 5 CV et d'une puissance de crête de 20 CV.

Dans une première expérience, toutes les boucles d'asservissement étant interrompues, l'amplificateur était connecté à l'entrée à une génératrice tachymétrique, à la sortie au moteur de travail.

Les vitesses de rotation des deux machines d'entrée et de sortie sont alors approximativement proportionnelles et dans un rapport 1 000.

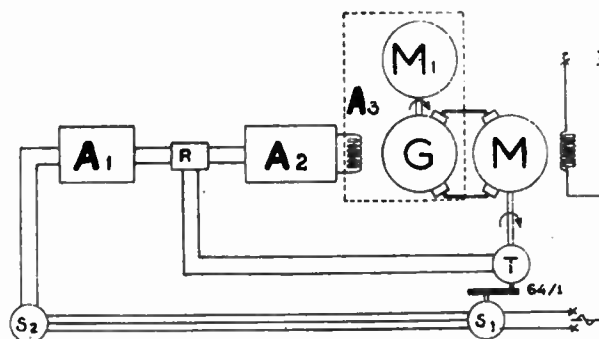


FIG. 12. — Schéma de principe du servomécanisme de synchronisation de 5,20 CV

A₁ : Préamplificateur à courant alternatif — Démodulateur.

A₂ : Amplificateur principal - puissance de sortie 100 watts.

A₃ : Amplificateur rotatif composé de :

M₁ - moteur à vitesse constante

G - dynamo « Servodyne » de 5 20 kW

M : Moteur de travail de 5/20 CV.

T : Générateur tachymétrique.

R : Réseaux de stabilisation.

S₁, S₂ : Synchro-machines d'asservissement.

Une vitesse de 1 tour par minute de la machine tachymétrique provoque la rotation à 1 000 tours par minute du moteur de 5 CV. La proportionnalité

est maintenue entre $-3\ 000$ et $+3\ 000$ t/m pour le moteur.

La possibilité d'une amplification de 1 000 le long d'une boucle de réaction en vitesse est ainsi illustrée.

Dans une seconde expérience, les circuits d'asservissement correspondant à une synchronisation angulaire furent fermés. Le moteur est alors asservi angulairement aux mouvements d'une synchromachine actionnée directement par la main d'un opérateur.

1 tour des synchromachines correspondait à 64 tours du moteur principal.

La précision angulaire, la grande rapidité de réponse, et l'amortissement apériodique du dispositif furent mis qualitativement en évidence. La fréquence de coupure du servomécanisme était de 10 c/s correspondant à un temps de réponse de $\frac{1}{20}$ de seconde.

La figure 12 indique le schéma de principe de l'ensemble présenté aux auditeurs.

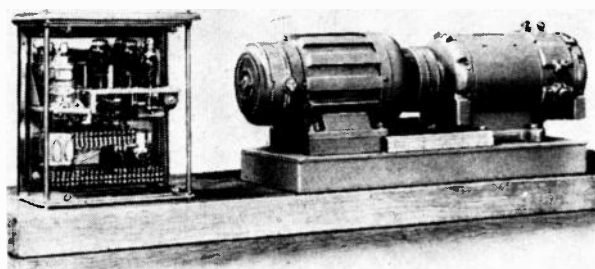


FIG. 13. — Amplificateur de servomécanisme de 5 20 kW
A gauche : Amplificateur électronique.
A droite : Groupe moteur-dynamo amplificatrice (Ragonot).

Les photographies figures 13 à 15 montrent le matériel ayant servi à ces démonstrations.

Les progrès réalisés en deux années en ce qui concerne la simplicité et l'encombrement général d'un servomécanisme peuvent être appréciés en comparant ces photographies à celles illustrant

l'article « Etude et réalisation d'une télécommande d'artillerie » publié dans « L'Onde Electrique », numéro d'Août/Septembre 1949. Les précisions et rapidité de réponse des deux équipements sont analogues ; la puissance du matériel présenté en 1951 est supérieure à celui décrit en 1949.

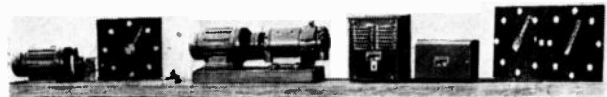


FIG. 14. — Télécommande à réponse rapide S.M.E. présentée à la séance du 15 Décembre 1951 de la Société des Radioélectriciens
De droite à gauche :

Arbres transmetteurs (dynamo tachymétrique et synchromachine)
Préamplificateur.
Amplificateur à courant continu.
Groupe moteur-dynamo amplificatrice.
Moteur de travail à réponse rapide de 5/20 cv.

Je désire adresser mes vifs remerciements à l'« Appareillage Electromécanique V. F. B. », réalisateur des équipements électroniques, à l'équipe

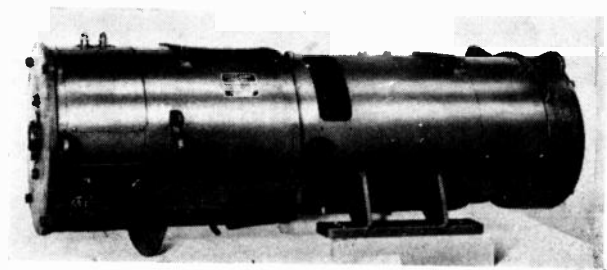


FIG. 15. — Groupe monobloc moteur-dynamo amplificatrice de 15/45 kW (Gramme)

technique de la Société des Servomécanismes Electroniques, conduite par MM. J. CSECH et M. CAMBORNAC dont les efforts inlassables ont rendu possibles les expériences présentées à nos collègues.

L'APPLICATION DES MÉTHODES D'ANALOGIES ÉLECTROMAGNÉTIQUES A L'ÉTUDE DES SUSPENSIONS D'AUTOMOBILES

PAR

Gilbert CAHEN

Ingénieur en Chef du Génie Maritime

Dans un article publié par l'Onde Electrique en Juillet 1951, M. Robert LANSARD a étudié l'application des méthodes d'analogies au problème de la suspension des automobiles. Il m'a paru intéressant de compléter, sur certains points, les indications qu'il a données.

2. — Le schéma électrique représenté sur la figure 2 de son mémoire se rapporte à des véhicules dont le rayon d'inertie est supérieur à la distance moyenne du centre de gravité aux roues ; plus précisément, pour lesquels, avec les notations de l'article précité, $l_1 l_2 - \rho^2$ est négatif.

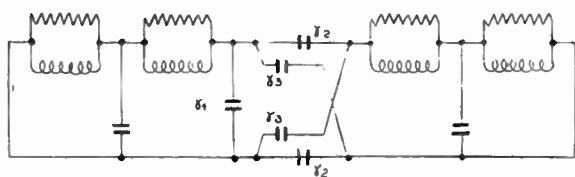


FIG. 1. — Analogie M.

Dans le cas où cette quantité est positive, il n'est pourtant pas nécessaire d'avoir recours à un montage électronique.

Deux cas sont à distinguer :

Si $2 \rho^2 - l_1 (l_2 = l_1) \geq C$

on peut remplacer le couplage par condensateur C , des figures 2 et 3, par un couplage en treillis (voir figure jointe, n° 1).

Les capacités ont respectivement, aux facteurs de conversion près, les valeurs suivantes, en admettant que $l_2 \geq l_1$

$$\gamma_1 = M (l_2 - l_1)$$

$$\gamma_2 = M l_1$$

$$\gamma_3 = \frac{M}{l} [2 \rho^2 - l_1 (l_2 - l_1)]$$

Si cette dernière expression était négative, il resterait la ressource de passer en analogie S , et de réaliser les couplages par transformateurs, comme il est expliqué ci-après.

3. — On peut compléter les schémas pour tenir compte du poids de la caisse et de la liaison non holonome pneu-sol.

Plaçons-nous d'abord, comme dans l'article de référence, en analogie M : on représentera le poids de la caisse par une source à courant constant, en parallèle avec le condensateur qui figure la masse de la caisse, et le contact pneu-sol par un redresseur qui fermera le circuit de la source à travers les conductances qui figurent les amortisseurs (figure 2 ci-jointe).

Au cas où, par suite des oscillations, le courant tendrait à s'inverser, il cesserait de passer (suppres-

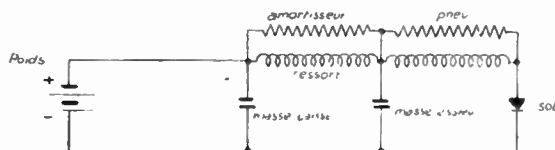


FIG. 2. — Analogie M.

sion de la pression du sol sur le pneu), et il apparaîtrait une tension aux bornes du redresseur (vitesse de décollement du pneu).

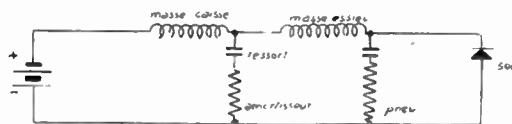


FIG. 3. — Analogie S.

En analogie S , le schéma correspondant apparaît sur la figure 3 ci-jointe.

Ici, la pile représentant le poids s'exerçant sur

l'attelle du ressort est une source de tension plus maniable. Normalement, elle ne débite pas, le redresseur sol-route s'y opposant : il suffit d'inverser le raisonnement précédent.

1. — Les schémas des figures 2 et 3 de l'article et celui, plus exact, de la figure 1 ci-jointe concernent plutôt une motocyclette qu'une voiture. J'ai cherché à représenter une voiture complète, avec ses quatre roues.

Pour simplifier l'écriture, j'adopte, ci-après, les notations suivantes, un peu différentes de celles de l'article :

- M masse de la caisse
- a ordonnée de l'attelle avant gauche
- A d° droite
- b d° arrière gauche
- B d° droite
- r rayon de giration transversal
- R d° longitudinal
- l largeur
- L longueur

Le centre de gravité est placé à l_1 des attelles gauches, l_2 des attelles droites, L_1 des attelles avant, L_2 des attelles arrière.

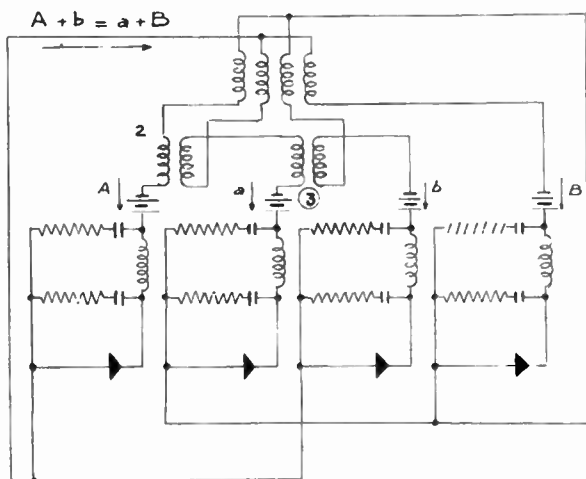


FIG. 4. — Analogie S (Schéma équivalent à une voiture complète).

On verra aisément, que l'on a, en écriture matricielle :

$$\begin{pmatrix} Fa \\ Fb \\ FA \\ FB \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Mg \\ L \\ L \\ L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 I_2 & I_2^2 l_2^2 & L_2^2 l_1 l_2 & L_2 l_1 l_2^2 \\ I_2 I_1 & I_2^2 l_1 l_2 & L_2 l_1 l_2^2 & L_2 l_1 l_2^2 \\ I_1 I_2 & I_2 l_1 l_2^2 & L_2 l_1 l_2^2 & L_2 l_1 l_2^2 \\ I_1 I_1 & I_2 l_1 l_2^2 & L_2 l_1 l_2^2 & L_2 l_1 l_2^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a'' \\ b'' \\ A'' \\ B'' \end{pmatrix}$$

$$- M \left(\frac{R}{L} \right)^2 \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a'' \\ b'' \\ A'' \\ B'' \end{pmatrix} - M \left(\frac{r}{l} \right)^2 \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a'' \\ b'' \\ A'' \\ B'' \end{pmatrix}$$

La première des quatre matrices de second membre représente les composantes du poids ; elle est réalisée sur, la figure n° 4, par les quatre sources de tension, insérées dans les circuits. La première matrice carrée représente les composantes de l'inertie de translation verticale ; elle est réalisée par un transformateur (1) à quatre enroulements, sans fuites, dont les nombres de spires sont respectivement proportionnels à $L_2 l_2$, $L_2 l_1$, $L_1 l_2$ et $L_1 l_1$. La deuxième matrice carrée correspond à la décomposition du couple d'inertie au tangage en deux forces opposées appliquées aux attelles gauches ; elle est réalisée par le transformateur (2) ; la troisième matrice carrée correspond, de même, au couple d'inertie au roulis ; elle est réalisée par le transformateur (3).

Enfin, le schéma réalise la condition :

$$\dot{a} + \dot{B} = \dot{A} + \dot{b}$$

qui est imposée par la conservation des quatre attelles dans un même plan.

Rectifications à l'article :

« CONSTRUCTION D'UN MODÈLE ÉLECTRIQUE D'UNE SUSPENSION D'AUTOMOBILE »

L'Onde Electrique Juillet 1951.

P. 308. — 2^e colonne, ligne 1 : lire : $\frac{dE_1}{dt} - \frac{dE_2}{dt}$...

ligne 8 : lire : telle quel sinon il faut ...

P. 310. — 2^e colonne ligne 7 : lire : L'examen simultané à l'oscillographe cathodique ...

P. 311. — 1^{re} colonne ligne 4 : lire : en phase ou en opposition de phase ...

Deux dispositions peuvent être prises :

— Ou bien l'auditoire est groupé autour d'une scène d'ailleurs amovible et le fond est fermé par un rideau.

— Ou bien l'auditoire fait face au petit volume transformé en scène sur lequel peut se placer une formation orchestrale.

L'auteur pense qu'un éloignement de 13 mètres de la source sonore pour l'auditeur marque la limite extrême d'une bonne écoute et que le minimum de surélévation d'une scène doit être de 1,25 m dans le cas où le sol de la salle est plan.

Enfin il montre le danger de la forme concave adoptée le plus souvent pour les murs de fond de scène, forme qui entraîne une focalisation du son au voisinage des sources sonores et des places de devant. Les panneaux réfléchissants qui sont pla-

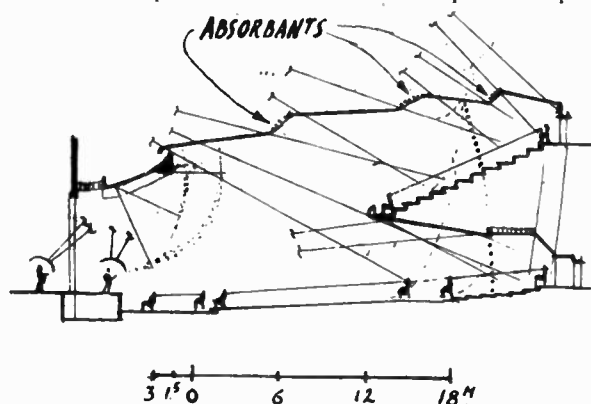


Fig. 2. — Exemple de plafond polygonal.

cés au plafond et sur les parois latérales pour renvoyer le son de la source sur les auditeurs doivent être bien étudiés pour éviter en contre-partie le retour des sons sur les parties de la scène ou de devant la scène, qui sont quelquefois trouvées mauvaises parce que les bruits du fond et les sons réfléchis sur les parois arrières se trouvent en quelque sorte concentrés sur les parties avant de la salle par les panneaux réfléchissants. Un exemple de plafond convenablement orienté est donné par la figure 2.

2. — ÉTUDE ACOUSTIQUE DES SALLES DE CONCERT ET EN PARTICULIER DE LA SALLE DU FESTIVAL ROYAL PAR PARKIN ET ALLEN, INGÉNIEURS AU CENTRE DE RECHERCHE DU BATIMENT DE WATFORD.

Les qualités recherchées pour de telles salles sont :

- 1° Un bas niveau du bruit de fond dans la salle.
- 2° Une bonne définition (possibilité de reconnaissance de chaque instrument de musique).
- 3° Ce que les auteurs appellent la plénitude du son ou le son chantant (singing tone).

Ces deux dernières conditions sont assez contradictoires : c'est leur parfait équilibre qui est à rechercher.

La salle du Festival est une très grande salle de 20 à 25 000 m³, contenant 3 500 places. (Signalons, à titre de comparaison que la Salle Pleyel a un volume de 27 000 m³).

Les niveaux de bruits de fond admis sont de l'ordre de 30 à 40 décibels (dB) au-dessous de 100 C/S et de 20 dB à 1 000 C/S. L'isolement nécessaire a été de 35 dB à 100 C/S et de 50 dB à 1 000 C/S (1). On peut noter que les Anglais tolèrent un bruit de fond assez élevé aux basses, ce qui a comme conséquence intéressante, de ne pas exiger un isolement important, très difficile à obtenir à ces fréquences. Au cours d'écoutes faites dans la salle elle-même, nous avons pu remarquer que l'oreille percevait, faiblement d'ailleurs, des bruits de passage d'un train à proximité et les bruits de la ventilation aux places du balcon.

Le temps de réverbération a été pris aussi grand que possible pour obtenir la « plénitude des sons ». Pour maintenir malgré cela une bonne définition, des panneaux réfléchissants en bois dur ont été placés au-dessus de l'estrade pour rendre plus intense le premier son réfléchi qui arrive sur les auditeurs un très court instant après le son direct.

La courbe du temps de réverbération en fonction de la fréquence est assez plate. Les auteurs ne semblent pas être d'avis de relever cette courbe aux fréquences basses. Ils ont absorbé les basses fréquences en utilisant des panneaux de bois placés à deux distances du mur, soit 3 pouces, soit 1 pouce, c'est-à-dire 7,5 et 10 cm. Pour corriger une trop grande absorption aux basses, les auteurs avaient prévu de remplir certains des volumes placés derrière les panneaux.

Le temps de réverbération aux médiums est de 1,7 s salle pleine (2).

La forme adoptée pour le plan est celle d'un rectangle. Les estrades pour l'orchestre sont peu profondes mais très étagées. Les panneaux réfléchissants placés au-dessus de l'orchestre ont été disposés de telle manière qu'ils puissent renvoyer les sons en partie sur les musiciens pour qu'ils entendent bien tout l'orchestre, en partie sur l'auditoire. Les premiers sons réfléchis ne sont pas retardés de plus de 35 millisecondes, pour éviter tout risque d'échos, qui ne se produit guère, dans les cas les plus défavorables que si le retard est d'au moins 70 m/s.

La salle telle qu'elle a été réalisée, paraît assez bien réussir. Une écoute de plusieurs discours nous a permis de relever une bonne intelligibilité de la parole à toutes les places, à un niveau d'intensité sonore assez important.

Pour la musique, il semble toutefois que la « plénitude du son » ait été désavantagée au profit de la définition des sons. L'absorption paraît être un peu trop grande aux basses fréquences. C'est peut-être dû au trop grand nombre de revêtements légers en bois fonctionnant en diaphragme devant les murs.

Parmi les mesures décrites par les auteurs pour caractériser l'acoustique d'une salle, il y a lieu de relever celle qui se rapporte à l'« irrégularité de transmission » de la salle. Elle consiste à enregistrer d'une façon continue un son pur dont la fréquence

(1) Ces nombres sont relativement faibles. Pour un studio de Radiodiffusion, les isollements recherchés sont de l'ordre de 65 dB à 1 000 C/S.

(2) Ce chiffre — d'ailleurs faible pour des salles de cette dimension — ne peut être qu'un ordre de grandeur, la notion de temps de réverbération dans de grands volumes hétérogènes étant très difficile à préciser.

varie lentement d'une extrémité à l'autre de bandes de fréquences déterminées.

On fait la somme des maxima de niveau d'intensité. On lui retranche la somme des minima et on divise la différence par la largeur de la bande en cycles par seconde. Ce mode opératoire paraît simple à mettre en œuvre ; encore faudrait-il établir une corrélation entre les valeurs des nombres obtenus et les qualités acoustiques de la salle : mais existe-t-elle ?

3. — ACOUSTIQUE DES GRANDS AUDITORIUM PAR HARRIS DE LA BELL TELEPHONE (U.S.A.)

L'auteur a posé quelques conditions essentielles pour obtenir une bonne acoustique dans de très grandes salles.

1° Abaisser le niveau du bruit de fond de la salle à un maximum de 35 dB.

2° Choisir la forme de la salle de telle sorte que les auditeurs ne s'éloignent pas trop des sources sonores. Utiliser au maximum les formes de matériaux qui diffusent le son.

3° Choisir un temps de réverbération optimum.

L'auteur a donné quelques courbes classiques indiquant ces temps de réverbération. Il est d'avis que le temps de réverbération soit *relevé fortement aux basses fréquences*.

4° Amplifier le son : pour la musique, par un ensemble de panneaux réfléchissants placés autour des sources ; pour la parole, par un système électro-acoustique possédant d'excellents haut-parleurs.

4. — ACOUSTIQUE DU PALAIS DE L'O.N.U. ÉRIGÉ A NEW-YORK PAR L. L. BERANEK, DIRECTEUR DES LABORATOIRES D'ACOUSTIQUE AU MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY.

La construction des bâtiments qui doivent devenir le siège permanent de l'O.N.U. à New-York a soulevé de nombreux problèmes d'acoustique que l'auteur a exposés au cours de cette communication.

Les matériaux acoustiques utilisés ont été le *plâtre acoustique* et la *laine de verre*. Celle-ci est placée à tous les plafonds du bâtiment du secrétariat et recouverte de tôle mince perforée, en éléments de 30 cm de côté.

Les bâtiments contiendront de nombreuses salles qui ont dû être traitées au point de vue acoustique :

- la salle de l'Assemblée Générale,
- les 3 salles de Conseil,
- 4 salles de conférence,
- 10 salles de commissions et comités,
- 9 studios de radiodiffusion et un grand studio de télévision.

Parmi tous les détails présentés par l'auteur, nous retiendrons celui du revêtement des murs de chaque côté des tables de délégués dans les grandes salles. En élévation, les murs sont inclinés pour éviter tout écho habituellement produit entre parois parallèles. En plan, la forme du mur est celle d'une ligne brisée : les panneaux faits de matériaux absorbants alternent irrégulièrement avec des panneaux de maté-

riaux durs. Et sur tous ces panneaux ont été placées des pièces de bois rectangulaires très longues, posées sur la tranche, laissant entre elles des espaces d'air de largeurs irrégulières. Le dispositif adopté doit permettre une absorption du son régulière tout en étant d'un aspect agréable.

5. — CONTRIBUTION A L'ACOUSTIQUE ONDULATOIRE PAR L. CREMER.

L'auteur, Professeur à l'Université de Munich, a donné un aperçu sur le développement mathématique de l'acoustique ondulatoire pour montrer qu'elle renferme les lois de l'acoustique géométrique et statistique et qu'elle est susceptible de définir les limites d'application de ces dernières.

Il a repris la définition classique de l'impédance acoustique, du coefficient d'absorption des matériaux, montrant comment la théorie ondulatoire conduisait à la détermination de l'impédance complexe des structures absorbantes.

Il a donné le calcul des fréquences propres des salles rectangulaires et des formules de décroissance de l'intensité sonore conduisant à différentes expressions du temps de réverbération, parmi lesquelles on retrouve les formules classiques de l'acoustique géométrique.

6. — ACOUSTIQUE DES THÉÂTRES DE PLEIN AIR, PAR F. CANAC, DIRECTEUR DU CENTRE DE RECHERCHES SCIENTIFIQUES, INDUSTRIELLES ET MARITIMES DE MARSEILLE.

Cette conférence dont l'intérêt a été encore accru par le grand nombre de projections de documents photographiques qui l'accompagnaient avait pour but de montrer comment les Anciens avaient déjà su résoudre les problèmes de l'acoustique pour leurs théâtres.

Défense contre les bruits extérieurs, application de surfaces absorbant ou réfléchissant le son à des endroits bien choisis, réduction des échos et excellente transmission des sons directs jusqu'aux auditeurs.

7. — ABSORPTION DU SON PAR LES MATÉRIAUX POREUX, PAR C. W. KOSTEN, DIRECTEUR DU LABORATOIRE DE PHYSIQUE TECHNIQUE A L'UNIVERSITÉ DE DELFT EN HOLLANDE.

Dans cette communication, l'auteur a décrit le comportement des matériaux poreux absorbant le son.

Les propriétés de ces matériaux dépendent de 3 facteurs

1° La résistance de l'air r , définie par le gradient de pression dans le matériau rapporté à l'unité de vitesse du flux d'air.

— Les valeurs de cette résistance varient de

10^4 à 10^7 MKS pour les matériaux poreux.

2° La porosité P , définie comme le rapport du volume d'air que contient le matériau, à son volume total.

— L'auteur a pris pour P une valeur moyenne égale à 0,8.

3° Le facteur de structure S défini comme le rapport de la densité apparente de l'air dans le matériau à sa densité réelle. Il est apparu, en effet, que pour retrouver par le calcul les valeurs de l'absorption de matériaux poreux trouvés expérimentalement, il était indispensable d'introduire un facteur de correction dans l'équation classique de continuité des ondes sonores :

$$-\frac{\delta p}{\delta x} = \rho \frac{\delta v}{\delta l} \text{ où } \rho \text{ est la densité de l'air :}$$

Il faut l'écrire en réalité

$$-\frac{\delta p}{\delta x} = S\rho \frac{\delta v}{\delta l}$$

Le nouveau facteur $S\rho$ est ainsi la densité de l'air dans le matériau ; elle se trouve plus grande que ρ par le fait que l'enveloppe des cellules d'air du matériau participe à la vibration de l'air de ces cellules ; $S\rho$ représente alors la masse totale vibrante dans 1 cm³ du matériau.

Ce facteur S prend des valeurs variant de 5 à 25 suivant la flexibilité du matériau.

Avec ces 3 facteurs, l'auteur a bâti une théorie dont les principaux résultats sont les suivants :

— pour des couches très épaisses de matériaux poreux la résistance et le facteur de structure doivent être aussi faibles que possible, pour obtenir une absorption maximum, quelle que soit la fréquence.

— Ceci n'est plus vrai pour des couches de petite épaisseur ; la valeur optimum de la résistance se situe alors aux environs de $10^6 \text{ MKS} = 100 \text{ CGS}$.

Pour augmenter l'absorption aux fréquences médium, il y a intérêt à prendre une valeur du facteur de structure assez grande.

Si le matériau est placé à quelque distance de la paroi, aux effets précédents s'ajoute un effet d'absorption aux basses fréquences.

L'auteur a étudié l'influence de l'élasticité du matériau sur l'absorption. Il en conclut que :

1° Pour des couches d'épaisseur supérieure à 3 cm, un gain en absorption aux basses fréquences est obtenu avec des matériaux de très grande élasticité, tel le caoutchouc mousse.

2° Le matériau peut être couvert d'une pellicule très mince, sans altération de ses propriétés absorbantes, à condition que cette couche soit pratiquement sans masse.

Le grand avantage de ce type de matériau serait de pouvoir être peint, même avec une mince couche de peinture à l'huile et d'être ainsi lavable.

Les études de l'auteur ont surtout porté sur l'absorption du son sous incidence normale. Il pense que l'absorption sous incidence diffuse du son est environ 1,5 fois l'absorption sous incidence normale.

Enfin, il est souvent avantageux de placer un matériau perforé rigide devant le matériau poreux ou de perforer ce matériau lui-même pour augmenter l'absorption aux basses fréquences.

8. — ABSORPTION DU SON PAR DES STRUCTURES RÉSONNANTES, PAR F. INGERSLEV, DIRECTEUR DU LABORATOIRE D'ACOUSTIQUE A L'ACADÉMIE DANOISE DES SCIENCES TECHNIQUES DE COPENHAGUE.

L'auteur a donné quelques détails sur l'utilisation de résonateurs, type résonateurs d'HELMHOLTZ pour absorber le son (1). Ce type d'absorbant est très sélectif — 250 résonateurs de 2 types différents furent utilisés à la Maison de la Radio Danoise pour faire disparaître dans une salle 2 résonances parasites à 61 et 98 C/S.

Ces résonateurs sont utilisés de préférence sous forme de plaques perforées avec un vide d'air derrière. Pour obtenir une absorption notable dans une large bande de fréquences, il faut prendre une grande valeur pour l'intervalle d'air placé derrière le matériau. D'après l'auteur la largeur de la bande de résonance est sensiblement proportionnelle à la profondeur du résonateur.

Ainsi une structure faite d'une plaque de 4 à 6 mm d'épaisseur perforée de trous de 4 à 6 mm de diamètre et distant entre eux de 12 mm, placée à 25 et 50 mm de la paroi absorbe dans la bande 500 - 2 000 C/S. Il est bon, pour améliorer l'absorption, de placer un matériau poreux dans l'intervalle d'air, mais il n'est pas nécessaire de remplir tout cet intervalle. Une épaisseur de 25 mm de matériau suffit. Pour être bien placé ce matériau doit être immédiatement derrière le panneau perforé.

L'auteur a également décrit des structures absorbantes faites de panneaux percés de fentes étroites et longues montés à quelque distance de la paroi et utilisés dans la Maison de la Radiodiffusion Danoise.

9. — AIDE APPORTÉE A LA MUSIQUE ET A LA PAROLE PAR L'APPAREILLAGE ÉLECTRO-ACOUSTIQUE, PAR E. MEYER, PROFESSEUR A L'UNIVERSITÉ DE GÖTTINGEN.

L'auteur a d'abord rappelé les propriétés que doivent posséder les microphones et haut-parleurs en vue d'une reproduction hautement fidèle de la musique et de la parole. Pour obtenir un effet directif il est préconisé de placer plusieurs microphones ou haut-parleurs en ligne.

Il a été mentionné par ailleurs un dispositif de la « Standard Telephones and Cables » de Londres, comprenant un haut-parleur à pavillon placé dans une boîte, qui ne présente pour toute ouverture qu'une fente devant le pavillon. Le champ sonore est ainsi rendu très uniforme dans un plan perpendiculaire à la fente et dans un angle de 150°.

Des études récentes ont montré que l'intelligibilité dans une grande salle était étroitement fonction de la différence de temps séparant les arrivées à l'oreille des sons directs et des sons réfléchis. Tant que cet intervalle n'est pas trop grand, disons inférieur à 50 ms, l'intelligibilité est bonne et elle reste bonne si les sons arrivant après ce laps de temps sont très inférieurs en intensité, disons inférieurs de 10 dB.

(1) Ce type d'absorbants a été utilisé dans la chambre d'écho du centre Pierre Bourdan (Radiodiffusion — Paris).

On peut ainsi tolérer des temps de réverbération assez longs, à condition de renforcer les sons directs et les premiers sons réfléchis, en utilisant soit des haut-parleurs directifs braqués sur l'auditoire, soit des surfaces réfléchissantes au voisinage de la source sonore renvoyant les sons sur l'auditoire.

L'auteur a, pour finir, décrit les avantages et les inconvénients des systèmes de sonorisation en plein air et dans les salles qui se ramènent à 2 types :

1° Distribution répartie des haut-parleurs :

— Inconvénient majeur : production de zones d'interférence ; mais avantage : possibilité de faire de la stéréophonie.

2° Distribution des haut-parleurs groupés en un point :

— Si cette distribution offre l'avantage de ne pas créer d'interférences, elle n'est par contre possible qu'avec des haut-parleurs assez directifs et très puissants, ce qui augmente les risques d'accrochages électriques.

10. — ETUDE DE QUELQUES STUDIOS DE RADIODIFFUSION EN EUROPE, PAR W. FURRER, DIRECTEUR DES LABORATOIRES DE RECHERCHES A L'ADMINISTRATION SUISSE DES P.T.T.

L'auteur a passé en revue quelques studios construits récemment dans divers pays. Le trait dominant de ces aménagements est la recherche de surfaces diffusant au mieux le son.

Plusieurs studios modernes à Turin et Milan sont traités en employant systématiquement des surfaces cylindriques en plâtre.

A Copenhague, les essais de W. Jordan ont conduit à trouver que la meilleure courbe du temps de réverbération en fonction de la fréquence était celle qui présentait une augmentation de la réverbération entre 2 000 et 4 000 C/S. Les dimensions des surfaces diffusantes doivent être de l'ordre de la longueur d'onde du son à diffuser.

En France, un centre a été aménagé en 1950, le centre Pierre Bourdan à Paris. Il contient 10 studios, petits et moyens. On y remarque un emploi systématique des surfaces diffusantes sous toutes ses formes, notamment des formes sphériques très agréables. Une caractéristique de la technique de prise de son est la création fréquente d'ambiances variées à l'aide de chambres d'échos et d'autres dispositifs spéciaux.

Les studios allemands ont adopté des dispositions plus classiques.

Dans les studios suisses, enfin, il a été fait un large usage des panneaux polycylindriques dans des salles de concert et studios à Genève et Berne. Pour mettre en évidence l'intérêt de la diffusion du son dans ces salles, l'auteur a utilisé la méthode de mesure des « irrégularités de transmission » déjà décrite dans la 2^e communication. Les valeurs des irrégularités sont trouvées plus faibles avec un traitement par panneaux cylindriques, qu'avec un traitement classique. Beaucoup de travail reste à faire dans ce domaine pour caractériser l'influence de la diffusion.

11. — LES RECHERCHES D'ACOUSTIQUE A LA B.B.C. PAR T. SOMMERVILLE DE LA B.B.C.

Les recherches d'acoustique entreprises à la B.B.C. depuis la fin de la guerre ont porté sur les points suivants :

1° Dimensions et forme des studios.

L'auteur est d'avis à la suite d'expériences concluantes, que le parallélisme des murs n'est pas gênant, quand ils ont reçu un traitement acoustique normal. D'autre part, les meilleures surfaces diffusantes en même temps que les plus économiques, ne sont pas les surfaces cylindriques, mais bien les surfaces rectangulaires. Elles sont efficaces à toutes les fréquences correspondant à des longueurs d'ondes inférieures à 7 fois les dimensions des éléments diffusants. Nous remarquons ici, que les avis des techniciens sont assez divergents sur cette dernière question.

L'auteur est opposé à l'aménagement de sortes de conques autour des sources sonores. Il prétend qu'elles ne font que diminuer la définition des sons en masquant principalement les instruments à vent par les cuivres et les instruments à percussion. Il est préférable de traiter toute la salle avec des surfaces diffusantes.

2° Interprétation des courbes de réverbération.

A la B.B.C. les courbes des temps de réverbération ne sont pas relevées aux basses.

Pour la musique les courbes chutent un peu à partir de 3 000 C/S. En accord avec les résultats danois, il semble qu'une légère remontée aux environs de 2 000 C/S améliore l'acoustique de la salle.

Pour les studios de parole, la courbe doit être une horizontale sur toute l'étendue des fréquences des sons audibles.

3° Méthode de mesure de la réverbération avec des impulsions.

L'auteur a décrit un dispositif nouveau permettant d'enregistrer automatiquement sur un tube cathodique, les courbes de décroissance logarithmique du son. Le signal est constitué par des impulsions dont la fréquence augmente lentement. Un dispositif spécial de balayage permet l'enregistrement des courbes successives légèrement décalées les unes par rapport aux autres. Il est alors facile de repérer sur les diagrammes obtenus les défauts acoustiques de la salle.

4° Essais subjectifs se rapportant à l'acoustique des studios.

Un essai qui a donné jusqu'à présent des résultats positifs, est celui du placement du microphone par rapport à un orchestre. A plus de 100 sujets de toutes formations intellectuelles, on fit entendre 2 enregistrements d'une même œuvre musicale, dans le même studio, faits l'un avec un microphone éloigné de l'orchestre, l'autre, proche de l'orchestre. Une

forte majorité s'est prononcée pour l'enregistrement pris avec un microphone éloigné, ce qui augmente les effets de réverbération de la salle et montre ainsi l'importance d'un bon traitement acoustique des studios.

5° Matériaux absorbants.

Comme il est très difficile de connaître exactement l'absorption des structures vibrantes entre 60 et 250 C/S, le département des Recherches de la B.B.C. a préconisé l'emploi d'une nouvelle structure absorbante, constituée essentiellement par un papier bitumineux très bon marché, placé devant une cavité d'air et recouvert lui-même d'une plaque perforée. Dans la cavité on place une couche de matériau très absorbant pour aplatir la courbe de résonance. La fréquence de résonance peut être modifiée, sans toucher à la profondeur de la cavité et au revêtement perforé en interposant une, deux ou trois couches de papier bitumineux, ou des couches de nature différente.

L'auteur a décrit un studio aménagé à Bristol, dans lequel ce modèle de structure absorbante a été employé. Deux types avec des profondeurs de cavité différentes ont suffi pour absorber toutes les basses fréquences.

* * *

Les communications ont été suivies de visites d'installations techniques et de laboratoires de Recherches et d'Essais sur le bâtiment, en particulier :

- au centre de Recherches du bâtiment à Watford,
- au National Physical Laboratory de Teddington,
- aux studios de télévision de l'Alexandra Palace,
- à la Salle de concert du Royal Festival Hall.

Les enseignements à tirer de ces visites sont les suivants :

- 1° L'emploi de plus en plus fréquent des relevés de courbes de décroissance logarithmique du son à l'aide de l'oscillographe cathodique,
— la source envoie des impulsions de son pur.

Le N.P.L. de Teddington préfère comme source sonore pour ses mesures en chambre réverbérante un son hululé au son de bande (white noise). Avec la première source les mesures d'absorption sont plus précises.

- 2° Tous les organismes visités s'occupant d'acoustique du bâtiment possèdent maintenant un appareillage de mesure mobile, monté sur véhicule automobile, qui leur permet entre autres possibilités d'analyser les bruits et de repérer les niveaux d'intensité des composantes en n'importe quel lieu.

- 3° La technique de traitement acoustique des studios diffère quelque peu de la pratique continentale.

Les courbes du temps de réverbération retenues sont à peu près plates, chutant légèrement aux aigus. L'absorption dans les basses est assez importante comme cela apparaît dans la Salle du Festival. Une attention particulière est apportée à la bonne intelligibilité de la parole et à la bonne définition de la musique.

Le traitement des studios de télévision que nous avons visités est très simple. Toutes les parois sont revêtues d'une épaisse couche de laine de verre, placée sous grillage, au sol une sorte de linoléum.

Aucun souci apparent d'équilibrage de l'absorption suivant les fréquences. L'absorption maximum est seule recherchée.

Le Congrès s'est terminé le 20 Septembre 1951, par une séance solennelle, tenue sous la présidence de SIR SAMUEL, dans la grande Salle du Festival Hall ; au cours de cette séance, les délégués de différentes nations ont remercié les organisateurs pour l'effort qu'ils avaient déployé en vue du parfait déroulement du Congrès.

DIFFRACTION DES ONDES ÉLECTROMAGNÉTIQUES PAR DES OUVERTURES DANS DES ÉCRANS PLANS CONDUCTEURS

(suite et fin) ⁽¹⁾

PAR

Jean-Pierre VASSEUR

Laboratoire de physique de l'Ecole Normale Supérieure

b) Formules réciproques (187).

En raison de la symétrie des équations de MAXWELL, il doit être possible de faire le même calcul que celui qui précède en utilisant des sources réparties sur l'écran. C'est ce que nous allons faire.

Soit maintenant $\vec{E}^0 \vec{H}^0$ le champ incident en l'absence d'écran dans $z < 0$. Le champ incident $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ considéré plus haut se composait de la somme de celui-ci et du champ réfléchi sur le plan $z = 0$.

On a donc, entre les deux, les relations :

$$\begin{aligned} 24) \quad E_{ox}(x, y, z) &= E_x^o(x, y, z) - E_x^o(x, y, -z) \\ E_{oy}(x, y, z) &= E_y^o(x, y, z) - E_y^o(x, y, -z) \\ E_{oz}(x, y, z) &= E_z^o(x, y, z) + E_z^o(x, y, -z) \\ H_{ox}(x, y, z) &= H_x^o(x, y, z) + H_x^o(x, y, -z) \\ H_{oy}(x, y, z) &= H_y^o(x, y, z) + H_y^o(x, y, -z) \\ H_{oz}(x, y, z) &= H_z^o(x, y, z) - H_z^o(x, y, -z) \end{aligned}$$

Après introduction de l'écran les champs deviennent :

$$\begin{aligned} 25) \quad \vec{E} &= \vec{E}^0 + \vec{E}^1 & \vec{H} &= \vec{H}^0 + \vec{H}^1 & \text{dans } z < 0 \\ \vec{E} &= \vec{E}^0 + \vec{E}^2 & \vec{H} &= \vec{H}^0 + \vec{H}^2 & \text{dans } z > 0 \end{aligned}$$

Les conditions aux limites sont :
continuité des champs

$$\begin{aligned} 26) \quad a) \quad E_t^1 &= E_t^2 \\ b) \quad H_t^1 &= H_t^2 \end{aligned}$$

pour $z = 0$, sur S , ouverture de l'écran.
Conditions sur le métal de l'écran :

$$\begin{aligned} 27) \quad a) \quad E_t^0 + E_t^1 &= 0 \\ b) \quad E_t^0 + E_t^2 &= 0 \end{aligned}$$

pour $z = 0$ sur Σ , partie métallique de l'écran.

Comme plus haut, on en tire des relations de symétrie entre les champs [1] et [2] que l'on peut, soit écrire directement, soit déduire de 24) et 16), on trouve ainsi :

$$\begin{aligned} 28) \quad E_x^1(x, y, -z) &= E_x^2(x, y, z) \\ E_y^1(x, y, -z) &= E_y^2(x, y, z) \\ E_z^1(x, y, -z) &= -E_z^2(x, y, z) \\ H_x^1(x, y, -z) &= -H_x^2(x, y, z) \\ H_y^1(x, y, -z) &= -H_y^2(x, y, z) \\ H_z^1(x, y, -z) &= H_z^2(x, y, z) \end{aligned}$$

Ces relations se déduisent d'ailleurs des relations 31) écrites plus loin. Si les champs $\vec{E}^1 \vec{H}^1$ et $\vec{E}^2 \vec{H}^2$ ne sont donc pas le prolongement, analytiques l'un de l'autre, ils sont cependant engendrés par les mêmes sources, qui seront des courants électriques circulant sur la partie métallique de l'écran. Nous n'avions pas trouvé le même résultat avec les courants magnétiques circulant sur l'ouverture, la différence provient sans doute de ce que les courants électriques sur l'écran ont une existence physique, alors que les courants magnétiques sur le plan de l'ouverture sont un artifice de calcul.

En adoptant les relations 28) la condition 26 a) est satisfaite, la condition 26 b) exige alors que :

$$29) \quad H_t^1 = H_t^2 = 0 \quad \text{pour } z = 0 \text{ sur l'ouverture } S.$$

(donc aussi $E_z^1 = E_z^2 = 0$ sur S)

Les deux conditions 27) sont alors vérifiées ensemble si :

$$30) \quad E_t^1 = E_t^2 = -E_t^0 \quad \text{pour } z = 0 \text{ sur } \Sigma$$

(1) Voir *Onde Electrique*, n° 298 (Janvier 1952), pages 3 à 12, et *Onde Electrique*, n° 299 (Février 1952) pages 56 à 72.

Pour résoudre le problème, nous répartirons donc sur la partie métallique de l'écran des courants électriques de densité superficielle $\bar{i}$, la condition 29) sera ainsi satisfaite. Nous déterminerons ces courants pour satisfaire à la relation 30). Les champs $\bar{E}^2$ $\bar{H}^2$ et $\bar{E}^1$ $\bar{H}^1$ seront les champs de ces courants dans $z > 0$ et $z < 0$ respectivement et nous calculerons les champs dans tout l'espace par 25).

Le calcul et les conclusions sont exactement parallèles à celles du chapitre précédent aussi ne ferons nous qu'indiquer les résultats.

Nous partons du potentiel vecteur

$$\bar{A} = \frac{1}{c} \iint_{\Sigma} \bar{i} \varphi \, d\sigma$$

Et à l'aide des relations

$$\begin{aligned} \bar{E}^2 &= -ik\bar{A} + \frac{1}{ik} \text{grad} \, \text{div} \, \bar{A} \\ \bar{H}^2 &= \text{rot} \, \bar{A} \end{aligned}$$

Nous calculons les champs

$$\begin{aligned} 31) \quad \bar{E}^2 &= -\frac{ik}{c} \iint_{\Sigma} \bar{i} \varphi \, d\sigma - \frac{1}{ikc} \iint_{\Sigma} \text{grad} \, \varphi \, \text{div} \, \bar{i} \, d\sigma \\ &\quad + \frac{1}{ikc} \int_c \text{grad} \, \varphi \, (\bar{n} \wedge \bar{i} \cdot \bar{ds}) \\ \bar{H}^2 &= \frac{1}{c} \iint_{\Sigma} \bar{i} \wedge \text{grad} \, \varphi \, d\sigma \end{aligned}$$

(Les dérivées sont prises par rapport au centre de $d\sigma$).

Les diverses intégrales s'interprètent comme plus haut. La seconde intégrale de $\bar{E}^2$ est le champ des charges superficielles électriques $\rho = -\frac{1}{ikc} \, \text{div} \, \bar{i}$ nécessaires pour vérifier l'équation de conservation.

La troisième intégrale de $\bar{E}^2$ est le champ des charges linéaires réparties sur le contour de l'écran et qui servent de réservoir aux courants électriques qui ne peuvent pas aller plus loin.

Nous déterminerons maintenant $\bar{i}$ pour satisfaire la relation 30).

Comme plus haut, nous rétablissons d'abord l'ordre primitif des dérivations et des intégrations, et nous répartissons la charge linéaire sur la surface S' déjà définie.

$\bar{i}$ est donc déterminé par les équations :

$$\begin{aligned} 32) \quad -E_x^0(M) &= -\frac{ik}{c} \iint_{\Sigma} i_x(P) \varphi(MP) \, d\sigma(P) \\ &\quad - \frac{1}{ikc} \left(\frac{\partial}{\partial x} \right)_{\mp} \iint_{\Sigma} \varphi(MP) \, \text{div} \, \bar{i}(P) \, d\sigma(P) \\ &\quad + \frac{1}{\varepsilon ikc} \left(\frac{\partial}{\partial x} \right)_{\mp} \iint_{S'} \varphi(MP') (\bar{n} \wedge \bar{i} \cdot \bar{l})(P') \, d\sigma(P') \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} -E_y^0(M) &= -\frac{ik}{c} \iint_{\Sigma} i_y(P) \varphi(MP) \, d\sigma(P) \\ &\quad - \frac{1}{ikc} \left(\frac{\partial}{\partial y} \right)_{\mp} \iint_{\Sigma} \varphi(MP) \, \text{div} \, \bar{i}(P) \, d\sigma(P) \\ &\quad + \frac{1}{\varepsilon ikc} \left(\frac{\partial}{\partial y} \right)_{\mp} \iint_{S'} \varphi(MP') (\bar{n} \wedge \bar{i} \cdot \bar{l})(P') \, d\sigma(P') \end{aligned}$$

et leur conséquence

$$\begin{aligned} 33) \quad H_z^0(M) &= \frac{1}{c} \left(\frac{\partial}{\partial x} \right)_{\mp} \iint_{\Sigma} \varphi(MP) i_y(P) \, d\sigma(P) \\ &\quad - \frac{1}{c} \left(\frac{\partial}{\partial y} \right)_{\mp} \iint_{\Sigma} \varphi(MP) i_x(P) \, d\sigma(P) \end{aligned}$$

Les notations sont les mêmes que celles employées pour les équations réciproques 22) et 23).

Une fois ces équations résolues, on reporte $\bar{i}$ dans les équations 31) ce qui donne $\bar{E}^2$ et $\bar{H}^2$; $\bar{E}^1$ et $\bar{H}^1$. Les champs dans tout l'espace sont donnés par 25). Les deux groupes d'équations réciproques 22) 23) et 32) 33) obtenus se ressemblent énormément; ceci ne fait que traduire le principe de dualité bien connu. Cette ressemblance peut être rendue encore plus frappante si nous remarquons que l'on a aux premiers membres de 22) 23) :

$$34) \quad \frac{1}{2} H_{ox} = H_x^0; \quad \frac{1}{2} H_{oy} = H_y^0; \quad \frac{1}{2} E_{oz} = E_z^0$$

Ceci résulte de 24) puisque ces valeurs se rapportent au plan $z = 0$.

Nous pensons ainsi achever le travail de COPSON [31] qui donne des équations intégrales analogues, mais sans intégrales de contour.

c) Le principe de Babinet.

Ce principe résulte de la symétrie des équations de MAXWELL par rapport aux grandeurs électriques et magnétiques. Il a été énoncé par de nombreux auteurs, sous des formes souvent incorrectes et peu claires. Les meilleurs énoncés semblent être ceux de MEIXNER [105] et de COPSON [31] qui sont identiques à celui ci-dessous.

En optique élémentaire, la lumière est considérée comme une quantité scalaire et le principe de BABINET a un énoncé très simple, mais assez incomplet.

On peut remarquer que les équations de MAXWELL ne changent pas par la substitution.

$$\bar{H} \longrightarrow \bar{E}', \quad \bar{E} \longrightarrow -\bar{H}'$$

Nous pouvons faire la permutation correspondante sur les conditions aux limites, c'est-à-dire remplacer les « murs électriques » qui imposent la condition $E_t = 0$ par des « murs magnétiques » qui imposent la condition $H_t = 0$.

Si un champ $\bar{E}$ $\bar{H}$ vérifie les conditions aux limites sur des surfaces qui sont des murs électriques, le champ $\bar{E}' = \bar{H}$; $\bar{H}' = -\bar{E}$ vérifiera aussi les condi-

tions aux limites sur les mêmes surfaces qui sont maintenant des murs magnétiques.

Cet énoncé simple et évident du principe de BABINET n'est malheureusement que peu utilisable en raison de l'inexistence physique des murs magnétiques. Il peut cependant arriver que dans certains problèmes d'ondes guidées des considérations de symétrie permettent de prévoir l'existence d'un mur magnétique fictif et d'appliquer cette forme du principe de BABINET.

Notons que la relation 29) nous indique que l'ouverture d'un écran conducteur se comporte comme un mur magnétique pour les champs $\vec{E}_1$, $\vec{H}_1$ et $\vec{E}_2$, $\vec{H}_2$, mais elle n'est pas un mur magnétique pour les champs totaux 25) existant réellement dans l'espace. L'énoncé précédent n'est donc pas applicable à deux écrans plans complémentaires.

Cependant, dans le cas d'écrans plans, les relations de symétrie 10) et 28) nous permettent de donner un énoncé simple du principe de BABINET.

Soit donc un écran plan $\mathcal{E}$ de surface métallique Σ et d'ouverture S , les champs correspondants n'étant pas primés et l'écran complémentaire $\mathcal{E}'$ d'ouverture Σ et de surface métallique S , les champs correspondants étant primés. Lors du premier calcul de la diffraction nous avons trouvé que le champ $\vec{E}_2$, $\vec{H}_2$ diffracté par $\mathcal{E}$ vérifiait les équations de MAXWELL et les conditions aux limites, qui grâce aux relations 16) s'écrivaient :

$$\begin{aligned} H_{2t} &= \frac{1}{2} H_{0t} = H_t' & \text{sur } S \\ E_{2t} &= 0 & \text{sur } \Sigma \end{aligned}$$

Lors du second calcul nous avons trouvé que le champ $\vec{E}_2'$, $\vec{H}_2'$ diffracté par $\mathcal{E}'$ vérifiait, outre les équations de MAXWELL, des conditions aux limites qui grâce à 28) s'exprimaient :

$$\begin{aligned} E_t'^2 &= -E_t'' & \text{sur } S \\ H_t'^2 &= 0 & \text{sur } \Sigma \end{aligned}$$

Si nous prenons donc les écrans $\mathcal{E}$ et $\mathcal{E}'$ complémentaires et les champs incidents tels que $H_t' = -E_t''$.

Nous trouverons à la fin du calcul :

$$\begin{aligned} 35) \quad \vec{E}_2' &= \vec{H}_2 \\ \text{donc} \quad \vec{H}_2' &= -\vec{E}_2 \end{aligned}$$

Ce qui exprime le principe de Babinet.

Il est d'ailleurs en général plus intéressant de faire l'hypothèse plus restrictive que :

$$36) \quad \vec{E}'' = -\vec{H}'' \quad \vec{H}'' = \vec{E}''$$

Les champs totaux dans la région $z > 0$ sont alors liés par les relations :

$$\begin{aligned} 37) \quad \vec{E}_2 + \vec{H}_2' &= \vec{H}'' = \vec{E}'' \\ \vec{H}_2 - \vec{E}_2' &= -\vec{E}'' = \vec{H}'' \end{aligned}$$

Ces deux relations expriment complètement le principe de BABINET.

A l'aide de 16) et 28) on en déduit aisément les relations liant les champs dans la région $z < 0$. On trouve ainsi :

$$38) \quad \vec{E}' = \vec{H}_1 \quad \vec{H}' = -\vec{E}_1$$

d'où l'on déduit aisément les relations entre les champs totaux.

A titre de vérification des équations intégrales 22) et 32) nous allons démontrer qu'elles conduisent immédiatement au principe de BABINET. Si en effet nous appliquons les équations 22) au calcul du champ diffracté par $\mathcal{E}$ (en écrivant au premier membre

H^0_x et H^0_y au lieu de $\frac{1}{2} H_{0x}$ et $\frac{1}{2} H_{0y}$) et l'équation 32) à celui du champ diffracté par $\mathcal{E}'$, nous voyons que les deux groupes d'équations deviennent identiques en posant :

$$H^0_x = -E^0_x \quad H^0_y = -E^0_y$$

On a donc une fois ces équations résolues :

$$39) \quad \vec{j} = \vec{i}'$$

Et le calcul des champs correspondants nous donne alors d'après 20) et 31) :

$$\begin{aligned} \vec{E}_2 &= -\vec{H}_2' \\ \vec{H}_2 &= \vec{E}_2' \end{aligned}$$

Nous retrouvons bien le résultat précédent.

d) 1) Le principe de Huyghens.

Le principe de HUYGHENS est en lui-même assez intuitif : il ne fait au fond que traduire la propagation des ondes de proche en proche par action locale.

Nous l'avons utilisé implicitement pour établir les équations intégrales de la diffraction et le succès du calcul va nous permettre de lui donner un énoncé précis.

Dans le cas où l'on veut calculer le rayonnement à l'intérieur d'une surface fermée, le principe de HUYGHENS est exprimé mathématiquement par la formule vectorielle de KIRCHHOFF. Chaque petit élément de surface porte un doublet et une sphère pulsante électriques dont le champ à l'intérieur donne le champ électrique et un doublet et une sphère pulsante magnétiques dont le champ à l'intérieur est le champ magnétique.

Pour que le champ à l'intérieur satisfasse aux équations de MAXWELL, il faut que la somme des sphères pulsantes sur toute la surface soit nulle, ceci sera donc réalisé si le champ incident satisfait lui-même aux équations de MAXWELL. La somme du champ du doublet et de la sphère pulsante a un diagramme en cardioïde ce qui fait que ce champ est nul à l'extérieur de la surface. En d'autre terme, le rayonnement des sources de HUYGHENS ne revient pas en arrière.

Cet énoncé est absolument correct mais il a l'inconvénient de faire intervenir des sphères pulsantes dont le champ individuel ne satisfait pas aux équations de propagation.

D'autre part comme il ne s'applique qu'à une surface fermée sur laquelle le champ incident doit être régulier et continu, il n'offre guère qu'un intérêt académique et ne peut pas être utilisé pour un problème de diffraction.

Nous pouvons cependant déduire des calculs précédents un principe de HUYGHENS valable pour un écran plan $\mathcal{E}$ de surface métallique Σ percé d'un orifice S .

Nous trouvons deux énoncés complémentaires.

— 1) On obtient le champ diffracté en ajoutant au champ $\vec{E}_0 \vec{H}_0$, champ incident dans $z < 0$ sur l'écran entièrement conducteur, les deux champs suivants : Dans la région $z > 0$ (où $\vec{E}_0$ et $\vec{H}_0$ sont identiquement nuls) le champ de certains courants magnétiques répartis sur l'ouverture S auxquels il faut associer les charges réparties sur S et sur son contour pour assurer la conservation ; dans la région $z < 0$ le champ des mêmes sources changées de signe.

— 2) On peut aussi ajouter au champ $\vec{E}_0 \vec{H}_0$, incident dans $z < 0$ en l'absence d'écran, le champ produit dans les régions $z > 0$ et $z < 0$ par certains courants électriques circulant sur la partie métallique de l'écran auxquelles on associe les charges réparties sur cette partie métallique et son contour pour assurer la conservation.

La simplification que nous observons dans le second cas est due comme nous l'avons déjà observé à ce que seuls les courants électriques sur Σ ont une existence réelle.

Nous pouvons passer simplement du champ incident $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ au champ incident $\vec{E}_0 \vec{H}_0$. Il suffit pour cela d'ajouter au champ $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ le champ $-\vec{E}_0 - \vec{H}_0$ dans la région $z > 0$ et dans la région $z < 0$ le champ déduit de ce dernier par les relations (28) qui aura donc pour composantes

$$-E^0_x, -E^0_y, E^0_z, H^0_x, H^0_y, -H^0_z.$$

Ces deux derniers champs sont produits par des courants électriques $\vec{i}_0$ circulant sur tout le plan de $\mathcal{E}$ et que l'on peut calculer très simplement en remarquant que puisque le champ total $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ est nul d'un côté de $\mathcal{E}$ les hypothèses des formules de KOTTLER sont vérifiées et l'on a :

$$\vec{i}_0 = \frac{c}{4\pi} \vec{n} \wedge \vec{H}_0(x, y, 0) = \frac{c}{2\pi} \vec{n} \wedge \vec{H}_0(x, y, 0)$$

Le champ $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ est donc la somme du champ $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ et de celui des courants $\vec{i}_0$ et naturellement le champ $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ est la somme du champ $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ et de celui des courants $-\vec{i}_0$.

Cette propriété nous permet donc des énoncés du

principe de HUYGHENS rapportés à volonté aux champs incidents $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ ou $\vec{E}_0 \vec{H}_0$.

-- 3) On obtient le champ diffracté en ajoutant au champ incident $\vec{E}_0 \vec{H}_0$.

a) dans tout l'espace le champ des courants électriques $\vec{i}_0$ circulant sur tout le plan de l'écran.

b) dans $z > 0$ le champ des courants magnétiques répartis sur l'ouverture et des charges correspondantes.

c) dans $z < 0$ le champ des sources de sens opposé.

— 4) On obtient le champ diffracté en ajoutant au champ incident $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ le champ produit par deux distributions de courants électriques (et par les charges correspondantes).

a) la répartition $-\vec{i}_0$ circulant sur tout le plan.

b) la répartition $\vec{i}$ donnée par les formules (32).

Les énoncés précédents sont très simples. Nous retiendrons particulièrement la seconde expression du principe de HUYGHENS, dont la simplicité vient de ce que toutes les grandeurs qui y figurent ont une existence physique réelle.

La seule difficulté est de déterminer effectivement les sources de HUYGHENS.

Nous savons que l'on peut remplacer des dipôles électriques ou magnétiques dans le plan de l'écran par des dipôles magnétiques ou électriques convenables perpendiculaires à ce plan. Ceci est banal et nous ne tiendrons pas compte de l'indétermination qui en provient.

Si nous imposons aux dipôles d'être dans le plan de l'écran, il n'y a pas d'autre source de HUYGHENS possible que celles que nous indiquons. S'il existait en effet une distribution différente, on pourrait la considérer comme la somme d'une des dispositions précédentes et d'une seconde dont le champ serait nul au moins dans un demi-espace limité par l'écran. Mais en raison de la symétrie des champs des deux côtés du plan le champ de cette seconde répartition de sources serait nul dans tout l'espace. Or, un champ nul dans tout l'espace ne peut être engendré par des dipôles électriques et magnétiques répartis sur un plan et tangents à celui-ci, que si ils sont tous individuellement nuls.

2) Intérêt du principe de Huyghens.

Nous avons déduit le principe de HUYGHENS des équations de MAXWELL et il peut donc sembler équivalent d'utiliser l'un ou l'autre. Cependant le principe de HUYGHENS rend peut-être plus intuitif le fait que les ondes se propagent par action locale.

Si dans le vide, il n'y a pas grande difficulté, on peut se demander ce que devient le champ d'une source dans la matière, en effet les ondes vont au cours de leur passage dans la matière, exciter tous les petits résonateurs qui peuvent s'y trouver et ceux-ci vont rayonner à leur tour.

Le principe de HUYGHENS nous dit précisément que l'on peut remplacer l'action de la source par

celle de toutes ces sources secondaires, réelles ou fictives.

En outre, l'emploi du principe de HUYGHENS peut nous permettre d'éviter certaines singularités. Considérons par exemple l'expérience suivante. Soit un faisceau d'onde plane se réfléchissant normalement sur un plan métallique (fig. 12). Plaçons alors à la distance $n\lambda$ de celui-ci un écran métallique $\mathcal{E}$ parallèle au plan et percé d'un orifice quelconque. Cherchons la nouvelle répartition du champ. Si nous voulons résoudre ce problème en intégrant les équations de MAXWELL, nous pouvons trouver comme solution le champ non perturbé qui existait

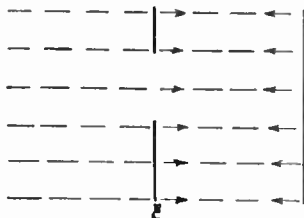


FIG. 12.

avant l'introduction de l'écran $\mathcal{E}$. En effet la composante tangentielle du champ électrique est nulle sur $\mathcal{E}$ et les champs sont continus dans l'ouverture. Cette solution est manifestement fautive. Ceci tient évidemment à ce que l'on ne peut pas représenter la partie du champ située entre les deux écrans et qui se dirige vers $\mathcal{E}$ par des sources placées sur $\mathcal{E}$. L'application du principe de HUYGHENS ne nous aurait donc pas donné cette solution singulière.

En outre dans l'intégration des équations de MAXWELL, il y a toujours lieu de se préoccuper de la régularité des solutions à l'infini. C'est d'ailleurs ainsi que l'on détermine certaines des constantes arbitraires des équations différentielles que l'on obtient. Au contraire le principe de HUYGHENS nous fournit des champs engendrés par des sources et nous sommes sûrs a priori de la régularité à l'infini des solutions trouvées.

L'emploi du principe de HUYGHENS qui traduit des réalités physiques ne nous laisse donc subsister que la solution physique des équations de MAXWELL en éliminant les solutions mathématiques qui ne peuvent correspondre à aucun champ électromagnétique réel.

Mathématiquement ceci provient de ce que nous avons remplacé un système d'équations différentielles par un système d'équations intégrales qui contient implicitement les conditions de régularité.

e) Comparaison avec les formules de Kottler.

La principale différence entre notre méthode et celle de KOTTLER est que KOTTLER détermine les sources de HUYGHENS par leur proportionnalité locale au champ incident alors que nous les déterminons par une équation intégrale. Dans le cas où les ouvertures sont grandes devant la longueur d'onde, les deux méthodes deviennent identiques, et nous allons voir que nous retrouvons les formules de KOTTLER quelque peu modifiées.

1) Sources réparties sur l'ouverture.

Le champ incident $\vec{E}^0 \vec{H}^0$ se réfléchit sur l'écran et la somme des deux, donne le champ incident $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ (fig. 13).

Si l'ouverture est assez grande nous pouvons appliquer les lois de l'optique géométrique et les champs à ajouter au champ incident $\vec{E}_0 \vec{H}_0$ pour obtenir les champs réels sont :

dans l'espace $z > 0$ le champ $\vec{E}^0 \vec{H}^0$ qui a passé à travers l'ouverture.

dans l'espace $z < 0$ le champ opposé à celui qui se serait réfléchi sur l'ouverture si elle avait été conductrice.

Nous créerons le champ dans l'espace $z > 0$ en disposant sur l'ouverture des courants magnétiques de densité.

$$\vec{j} = \frac{c}{2\pi} \vec{n} \wedge \vec{E}_0 (z=0)$$

En effet le champ de ces courants est symétrique par rapport à l'ouverture et la discontinuité de $\vec{E}_t$ est $2 \vec{E}^0 (z=0)$.

$\vec{E}_t$ vaut donc bien $\vec{E}_0$ de chaque côté de l'ouverture.

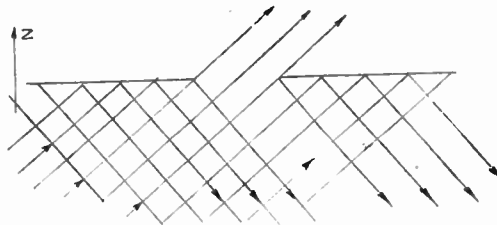


FIG. 13.

En reportant cette valeur de $\vec{j}$ dans les relations 20) on trouve le champ diffracté dans $z > 0$.

10)

$$\vec{E}_2 = -\frac{1}{2\pi} \iint_S (\vec{n} \wedge \vec{E}^0) \wedge \text{grad } \varphi \, d\sigma$$

$$\vec{H}_2 = -\frac{ik}{2\pi} \iint_S (\vec{n} \wedge \vec{E}^0) \varphi \, d\sigma - \frac{1}{2\pi} \iint_S (\vec{n} \cdot \vec{H}^0) \text{grad } \varphi \, d\sigma - \frac{1}{2\pi ik} \int_C \text{grad } \varphi (\vec{E}^0 \cdot \vec{ds})$$

Le champ $\vec{E}_1 \vec{H}_1$ s'obtient alors par les relations de symétrie 16) et les champs totaux par 12).

Comme nous l'avons déjà remarqué les relations 10) se déduisent des formules de KOTTLER en ajoutant les champs diffractés séparément par le champ incident $\vec{E}^0 \vec{H}^0$ et le champ réfléchi sur l'écran supposé entier soit $\vec{E}^0 \vec{H}^0$.

En effet d'après 24) et en remarquant que le sens de propagation est changé, on a pour $z = 0$:

$$\begin{aligned}\bar{n} \wedge \bar{E}^0 + \bar{n} \wedge \bar{E}'^0 &= 2 \bar{n} \wedge \bar{E}^0 \\ \bar{n} \cdot \bar{E}^0 + \bar{n} \cdot \bar{E}'^0 &= 0 \\ \bar{n} \wedge \bar{H}^0 + \bar{n} \wedge \bar{H}'^0 &= 0 \\ \bar{n} \cdot \bar{H}^0 + \bar{n} \cdot \bar{H}'^0 &= 2 \bar{n} \cdot \bar{H}^0\end{aligned}$$

2) Sources réparties sur l'écran.

Si l'ouverture est assez grande les champs diffractés auront, sur la surface métallique Σ de l'écran, les valeurs non perturbées, c'est-à-dire 0 sur la face $z > 0$ et $\bar{E}_0 \bar{H}_0$ sur la face $z < 0$.

Nous pouvons donc calculer la densité des courants électriques $\bar{i}$ à répartir sur l'écran pour engendrer les champs diffractés en écrivant que la discontinuité de la composante tangentielle du champ magnétique de part et d'autre de l'écran correspond à ces courants. Soit :

$$\bar{i} = -\frac{c}{4\pi} \bar{n} \wedge \bar{H}_0$$

En reportant cette valeur de $\bar{i}$ dans l'expression 31) des champs diffractés, on trouve :

$$\begin{aligned}\bar{E}^2 &= \frac{ik}{4\pi} \iint_{\Sigma} (\bar{n} \wedge \bar{H}_0) \varphi \, d\sigma - \frac{1}{4\pi} \iint_{\Sigma} (\bar{n} \cdot \bar{E}_0) \text{grad } \varphi \, d\sigma \\ &\quad + \frac{1}{4\pi ik} \int_c \text{grad } \varphi (\bar{H}_0 \cdot \bar{ds}) \\ \bar{H}^2 &= -\frac{1}{4\pi} \iint_{\Sigma} (\bar{n} \wedge \bar{H}_0) \wedge \text{grad } \varphi \, d\sigma\end{aligned}$$

Nous avons vu que les champs totaux étaient :

$$\begin{aligned}\bar{E} &= \bar{E}^0 + \bar{E}^1 & \bar{H} &= \bar{H}^0 + \bar{H}^1 & \text{dans } z < 0. \\ \bar{E} &= \bar{E}^0 + \bar{E}^2 & \bar{H} &= \bar{H}^0 + \bar{H}^2 & \text{dans } z > 0.\end{aligned}$$

et que les champs $\bar{E}^1 \bar{H}^1$ et $\bar{E}^2 \bar{H}^2$ étaient ici les champs des mêmes sources et avaient donc la même expression analytique. On peut donc rassembler toutes ces formules en une seule, dans laquelle nous appelons M un point courant de l'espace et P un point courant de Σ .

$$\begin{aligned}41) \quad \bar{E}_{(M)} &= \bar{E}^0_{(M)} + \frac{ik}{4\pi} \iint_{\Sigma} (\bar{n} \wedge \bar{H}_0(P)) \varphi_{(MP)} \, d\sigma(P) \\ &\quad - \frac{1}{4\pi} \iint_{\Sigma} (\bar{n} \cdot \bar{E}_0(P)) \text{grad } \varphi_{(MP)} \, d\sigma(P) \\ &\quad + \frac{1}{4\pi ik} \int_c \text{grad } \varphi_{(MP)} (\bar{H}_0 \cdot \bar{ds})_{(P)} \\ \bar{H}_{(M)} &= \bar{H}^0_{(M)} - \frac{1}{4\pi} \iint_{\Sigma} (\bar{n} \wedge \bar{H}_0(P)) \wedge \text{grad } \varphi_{(MP)} \, d\sigma(P)\end{aligned}$$

On peut d'ailleurs remplacer dans ces formules $\bar{H}_0(P)$ par $2 \bar{H}_0(P)$ et $\bar{E}_0(P)$ par $2 \bar{E}_0(P)$ puisque seules les composantes tangentielles de $\bar{H}_0$ et normales de $\bar{E}_0$ interviennent.

On pourrait comme plus haut déduire ces relations des formules de KOTTLER en éliminant les termes qui ne satisfont pas aux conditions aux limites sur l'ouverture qui est un mur magnétique pour le champ $\bar{E}^2 \bar{H}^2$.

Les relations 41) sont assez intéressantes, car elles donnent sous forme explicite, une bonne approximation du champ réel dans tout l'espace, sous la seule hypothèse que l'écran ne réagit pas sur la source pour en modifier le rayonnement.

Nous touchons ainsi du doigt le vice fondamental des formules de KOTTLER. Elles utilisent les lois de l'optique géométrique pour calculer un phénomène de diffraction. Il est donc normal qu'elles ne s'appliquent bien qu'aux cas où les phénomènes de diffraction sont faibles. Il est cependant remarquable qu'elles donnent encore de bons résultats pour des ouvertures de quelques longueurs d'onde.

Notons pour terminer que les équations intégrales utilisent pour déterminer les sources la composante tangentielle du champ qui est continu à travers la couche de courants alors que les formules de KOTTLER utilisent celles du champ qui est discontinu.

Nous pensons que notre démonstration présente sur celle de de BROGLIE les deux avantages suivants : elle conduit directement à des champs qui vérifient au moins les conditions aux limites sur l'écran, et elle met les hypothèses mieux en évidence.

F. Application à des cas déjà résolus.

Les cas de diffraction par une ouverture dans un écran plan conducteur que l'on a pu résoudre exactement sont très peu nombreux, les deux plus simples sont les cas du petit trou de BETHE et celui du demi-plan de SOMMERFELD.

Il se trouve que dans ces deux cas, l'intégrale de contour qui figure dans nos équations intégrales est nulle, de sorte que celles-ci se réduisent aux équations de CORSON [31]. Nous renvoyons à CORSON pour voir que les équations intégrales conduisent à la solution de SOMMERFELD, mais nous allons résumer le travail de BETHE dont la méthode est analogue à la nôtre. Nous conserverons les unités et la numérotation de BETHE [9]. BETHE considère le cas d'un petit trou circulaire dans un plan conducteur et, après avoir posé des relations de symétrie [16] il répartit sur le trou des courants et des charges magnétiques à déterminer.

Il calcule alors le champ diffracté par

$$\bar{E}_2 = \text{rot } \bar{A} \quad (11)$$

$$\bar{H}_2 = ik\bar{A} - \text{grad } V \quad (14 a)$$

$$\text{où } \bar{A} = - \iint_{\Sigma} \bar{j} \varphi \, d\sigma \quad (16)$$

$$V = \iint_{\Sigma} \delta \varphi \, d\sigma \quad (16 a)$$

avec $\operatorname{div} \bar{j} = ik \delta$ (13)

Il résout alors les équations intégrales :

$$\bar{E} = \iint_s \bar{j} \wedge \operatorname{grad} \varphi \, d\sigma \quad (17)$$

$$\bar{H} = \iint_s (ik \bar{j} \varphi - \delta \operatorname{grad} \varphi) \, d\sigma \quad (18)$$

En supposant connues sur le plan de l'ouverture, les composantes

$$E_z = \frac{1}{2} E_{0z}; \quad H_x = \frac{1}{2} H_{0x}; \quad H_y = \frac{1}{2} H_{0y}.$$

De (18) il tire δ , puis en déduit $\bar{j}$ par (13).

$$\delta = -\frac{1}{\pi^2} (a^2 - r'^2)^{-\frac{1}{2}} \bar{H}_0 \cdot \bar{r}' \quad (28)$$

$$\bar{j}_\lambda = \frac{ik}{\pi^2} (a^2 - r'^2) \bar{H}_0$$

(a est le rayon du trou et $\bar{r}'$ le vecteur qui joint son centre à un point courant du trou).

Mais le champ $\bar{E}_\lambda$ engendré par $\bar{j}_\lambda$ conduit à une valeur nulle de E_z , et BETHE calcule alors à partir de (17), une nouvelle distribution de courants magnétiques circulaires $\bar{j}_s$ qui donne la valeur voulue de E_z , sans modifier les valeurs de H_x et H_y .

$$\operatorname{Div} \bar{j}_s = 0$$

$$\bar{j}_s = \frac{1}{2\pi^2} (a^2 - r'^2)^{-\frac{1}{2}} \bar{r}' \wedge \bar{E}_0 \quad (32)$$

on a : $\bar{j} = \bar{j}_s + \bar{j}_\lambda$

et on en déduit aussitôt les champs diffractés.

Il faut noter que l'intensité des champs diffractés est trouvée proportionnelle au cube du rayon du trou et non pas au carré comme l'auraient indiqué les formules de KOTTLER.

Les équations (17) et (18) de BETHE, sont bien équivalentes à nos équations intégrales puisque la valeur trouvée pour $\bar{j}$ annule l'intégrale de contour de ces dernières.

Mais alors que notre équation (23) dérivait de (22), les équations (17) et (18) de BETHE sont indépendantes. Elles sont fort heureusement compatibles au deuxième ordre près. Ceci vient de ce que le trou étant petit, on peut y supposer les champs uniformes.

Ceci explique le succès de la méthode un peu contournée de BETHE, et l'on ne peut qu'admirer l'élégance de son calcul qui malheureusement ne s'applique plus à des cas plus généraux où il faut alors employer nos formules.

V. Calculs numériques et vérifications expérimentales.

Les expériences d'optique avec des ondes courtes sont toutes récentes ; les premières mesures semblent être des tracés de cartes de champ pour des miroirs paraboliques en 1936 et 1939 [23-3].

En 1940, ERLER étudia le champ diffracté par des ouvertures dans un écran plan ; ses mesures furent troublées par des ondes stationnaires dues à des réflexions parasites [50].

En 1946, ORTUSI étudia la diffraction par l'ouverture d'un guide et ne put pas expliquer les résultats par des formules de KOTTLER [118].

En même temps, SEVERIN, en Allemagne, faisait une série d'excellentes mesures sur la diffraction dans l'axe d'une ouverture circulaire dans un plan et trouvait une excellente concordance avec des formules analogues à celles de KOTTLER. [160].

En 1947, ANDREWS faisait des mesures analogues, mais ne trouvait pas d'explication théorique de ses courbes [1].

Toutes ces expériences ne sont pas concordantes et sont difficiles à comparer entre elles, les différents auteurs ne donnant en général pas les mêmes courbes. C'est pourquoi nous en avons repris quelques-unes.

D'un autre côté, il en a beaucoup discuté pour savoir quelle formule de diffraction employer. Si la seule méthode vraiment correcte est l'emploi des équations intégrales que nous proposons, il est indispensable en pratique d'employer des formules plus simples. Laissant de côté des formules scalaires, un certain nombre de formules vectorielles plus ou moins analogues à celles de KOTTLER ont été proposées.

A. Formules de Kottler et analogues.

Nous ne considérerons que les formules conduisant à un champ diffracté qui satisfait aux équations de MAXWELL.

Nous avons déjà rencontré la formule de KOTTLER :

$$(1 \ a) \quad \bar{E} = \frac{1}{4\pi ik} \int_c \operatorname{grad} \varphi (\bar{H} \cdot \bar{ds}) + \frac{1}{4\pi} \iint_s [ik \varphi (\bar{n} \wedge \bar{H}) - (\bar{n} \wedge \bar{E})_\lambda \operatorname{grad} \varphi - (\bar{n} \cdot \bar{E}) \operatorname{grad} \varphi] \, d\sigma$$

$$(1 \ b) \quad \bar{H} = -\frac{1}{4\pi ik} \int_c \operatorname{grad} \varphi (\bar{E} \cdot \bar{ds}) - \frac{1}{4\pi} \iint_s [ik \varphi (\bar{n} \wedge \bar{E}) + (\bar{n} \wedge \bar{H})_\lambda \operatorname{grad} \varphi + (\bar{n} \cdot \bar{H}) \operatorname{grad} \varphi] \, d\sigma$$

qui, rappelons-le, correspond à une distribution de dipôles électriques et magnétiques localement proportionnels au champ incident.

Nous avons vu également que dans le cas de grandes ouvertures les équations intégrales conduisaient

à des formules qui expriment le champ des dipôles magnétiques seuls (IV c 1) :

$$(2 a) \quad \bar{E} = -\frac{1}{2\pi} \iint (\bar{n} \wedge \bar{E}) \wedge \text{grad } \varphi \, d\sigma$$

$$(2 b) \quad \bar{H} = -\frac{1}{2\pi ik} \int_c \text{grad } \varphi (\bar{E} \cdot d\bar{s}) \\ - \frac{1}{2\pi} \iint_s [ik \varphi (\bar{n} \wedge \bar{E}) + (\bar{n} \cdot \bar{H}) \text{grad } \varphi] \, d\sigma$$

D'autres auteurs au contraire, n'ont conservé des formules de KOTTLER que les termes provenant des dipôles électriques soit :

$$(3 a) \quad \bar{E} = \frac{1}{2\pi ik} \int_c \text{grad } \varphi (\bar{H} \cdot d\bar{s}) \\ + \frac{1}{2\pi} \iint_s [ik \varphi (\bar{n} \wedge \bar{H}) - (\bar{n} \cdot \bar{E}) \text{grad } \varphi] \, d\sigma$$

$$(3 b) \quad -\bar{H} = -\frac{1}{2\pi} \iint_s (\bar{n} \wedge \bar{H}) \wedge \text{grad } \varphi \, d\sigma$$

SEVERIN utilise des formules équivalentes aux formules (3) sans donner aucune explication théorique — ce serait d'ailleurs peu aisé car le champ obtenu ne satisfait pas aux conditions aux limites sur l'écran.

SEVERIN répartit sur l'ouverture des dipôles électriques localement proportionnels au champ incident et calculé directement le champ rayonné par ces dipôles, soit :

$$E_x = \frac{ik^2}{2\pi} E_0 \iint_s e^{-ikr} \left(\frac{3}{k^3 r^3} + \frac{3i}{k^2 r^2} - \frac{1}{kr} \right) \\ \cdot \cos \varphi \sin \theta \cos \theta \, d\sigma \quad \text{etc...}$$

L'expression figurant sous le signe $\iint$ est identique à celle du rayonnement R'_1 ou R''_1 précédent (III b 2 formule 10), les notations étant seulement un peu différentes.

Ces formules sont donc bien identiques aux formules (3).

Le champ fourni par les formules (1) est, à un facteur 2 près, la somme des champs fournis par les formules (2) et (3). Ce facteur 2 provient de ce que dans les formules (2) et (3), on considère la somme des champs diffractés par les ondes incidentes et réfléchies alors que dans la formule (1) on ne considère que l'onde incidente. Dans la suite, nous ne tiendrons pas compte de ce facteur 2.

B. Comparaison des champs des formules (1) (2) (3), loin de l'ouverture.

1° Assez loin de l'ouverture les champs deviennent transverses, c'est-à-dire que $\bar{E}$ et $\bar{H}$ sont égaux et perpendiculaires à la direction de propagation. Comparons donc, loin de l'ouverture les champs (2 a) et (3 b).

Si $\bar{\rho}$ est un vecteur unité dans le sens de la propagation des ondes diffractées on a :

$$\text{grad } \varphi = -\frac{\partial \varphi}{\partial r} \bar{\rho}$$

(2 a) et (3 b) s'écrivent alors :

$$\bar{E} = \frac{1}{2\pi} \bar{\rho} \wedge \iint_s (\bar{n} \wedge \bar{E}) \frac{\partial \varphi}{\partial r} \, d\sigma$$

$$\bar{H} = \frac{1}{2\pi} \bar{\rho} \wedge \iint_s (\bar{n} \wedge \bar{H}) \frac{\partial \varphi}{\partial r} \, d\sigma$$

Or, assez loin de l'ouverture, r est de la forme :

$$r = r_0 + a$$

r_0 étant la distance du point P où l'on cherche les champs à une origine O dans l'ouverture, r la dis-

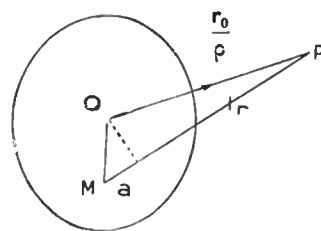


FIG. 14.

tance de P à un point quelconque M de l'ouverture et a une fonction de OM seulement (fig. 14).

On a alors :

$$\frac{\partial \varphi}{\partial r} = -\left(\frac{ik}{r} + \frac{1}{r^2}\right) e^{-ikr} \neq -\frac{ik}{r_0} e^{-ik(r_0+a)}$$

et les champs deviennent

$$(2 a') \quad \bar{E} = \frac{ik}{2\pi} \frac{e^{-ikr_0}}{r_0} \bar{\rho} \wedge \iint_s (\bar{n} \wedge \bar{E}) e^{-ika} \, d\sigma$$

$$(3 b') \quad \bar{H} = -\frac{ik}{2\pi} \frac{e^{-ikr_0}}{r_0} \bar{\rho} \wedge \iint_s (\bar{n} \wedge \bar{H}) e^{-ika} \, d\sigma$$

Ces deux champs ont la même phase $-ikr_0$ et leurs modules sont dans le rapport.

$$\left| \frac{\bar{\rho} \wedge \iint_s (\bar{n} \wedge \bar{E}) e^{-ika} \, d\sigma}{\bar{\rho} \wedge \iint_s (\bar{n} \wedge \bar{H}) e^{-ika} \, d\sigma} \right|$$

qui ne dépend pas de la distance r_0 .

En remarquant enfin que le champ de la formule (1) est la somme des champs des formules (2) et (3), on peut énoncer :

Théorème :

Assez loin de l'ouverture les champs transverses donnés par les formules (1) (2) (3) ont même phase et des modules proportionnels en tous les points d'une même direction de propagation. La constante de proportionnalité n'est plus la même quand on change la direction de propagation.

En général, les polarisations de ces trois champs seront différentes : l'angle entre les champs correspondants étant toutefois constant sur une direction de propagation donnée. Naturellement, près de l'ouverture le théorème n'est plus valable.

2° Dans un grand nombre de cas pratiques, on s'intéresse plutôt à la répartition du champ à une distance constante et en fonction de la direction de propagation. Quand l'ouverture est grande, on peut souvent limiter l'étude à des directions peu éloignées d'une direction moyenne $\bar{\rho}_0$ — c'est le cas par exemple de la diffraction par un objectif de lunette ou par une antenne de radar. Dans ce cas, on pourra, dans les formules (2 a') et (3 b') qui s'écrivent ici :

$$(2 a'') \quad \bar{E} = -\frac{ik}{2\pi} \frac{e^{-ikr_0}}{r_0} \iint \bar{\rho}_\Lambda (\bar{n}_\Lambda \bar{E}) e^{-ik a} d\sigma$$

$$(3 b'') \quad \bar{H} = -\frac{ik}{2\pi} \frac{e^{-ikr_0}}{r_0} \iint \bar{\rho}_\Lambda (\bar{n}_\Lambda \bar{H}) e^{-ik a} d\sigma$$

admettre que l'intensité rayonnée par les sources est la même dans toutes les directions considérées, c'est-à-dire confondre $\bar{\rho}$ et $\bar{\rho}_0$ et faire sortir $\bar{\rho}_0$ de l'intégrale.

La figure de diffraction ne dépend plus alors que des différences de marches entre les divers points de l'ouverture c'est à-dire que les formules (2) et (3), donc (1) donnent encore le même résultat.

Reprenons l'exemple d'une antenne de radar ; on obtiendra donc le même diagramme pour le faisceau principal avec les formules (1) (2) (3). Il n'en sera plus de même pour les lobes secondaires mais ceci à peu d'importance car on désire alors une précision beaucoup moins grande.

C. Comparaison avec l'expérience.

Pour tenter de vérifier ces formules nous avons entrepris les expériences suivantes :

1) Champ dans l'axe d'une ouverture circulaire.

Nous avons calculé le champ électrique dans l'axe d'une ouverture circulaire dans le cas d'une onde incidente plane arrivant normalement sur l'écran au moyen des formules (1) (2) (3), (fig. 15). Nous ne reprendrons pas le détail du calcul qui a déjà été fait en partie ; on trouve respectivement (en divisant la formule (1) par 2 :

$$(1_1) \quad E = \left| e^{-ikZ} - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} + \frac{Z}{d} + \frac{1}{2} \frac{Z^2}{d^2} + \frac{i}{2} \frac{R^2}{k d^3} \right) e^{-ikd} \right|$$

$$(4_2) \quad E = \left| e^{-ikZ} - \frac{Z}{d} e^{-ikd} \right|$$

$$(1_3) \quad E = \left| e^{-ikZ} - \frac{1}{2} \left(1 + \frac{Z^2}{d^2} + \frac{i}{k} \frac{R^2}{d^3} \right) e^{-ikd} \right|$$

Nous avons tracé les courbes correspondantes pour des rayons de $0,5 \lambda$; λ ; $1,5 \lambda$ et 2λ , sur les graphiques I, II, III, IV. La courbe (4₁) est tracée en petit pointillé ; la courbe (4₂) en trait plein et la courbe (4₃) en pointillé long. Nous avons porté en abscisse

le rapport Z/λ et en ordonnée le rapport $\frac{E \text{ diffracté}}{E \text{ incident}}$

en normalisant à 10 le plus grand maximum des deux dernières courbes. Nous avons marqué par des croix les points expérimentaux obtenus avec un dispositif utilisant des ondes d'environ 3 cm.

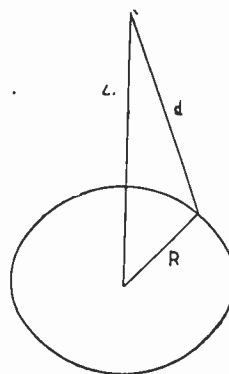


FIG. 15.

On voit que dans l'ensemble, les points expérimentaux entourent assez bien les courbes qui ici ne sont pas seulement proportionnelles mais identiques dès que l'on est éloigné de plus de 2λ du centre de l'ouverture.

Cet accord est très satisfaisant, les points tracés sont les moyennes de plusieurs déterminations et la dispersion des résultats était d'environ 2 à 3 % du champ maximum.

Nous confirmons donc ici les résultats de Severin.

Faisons maintenant quelques remarques. La formule (2) donne très près de l'orifice un maximum ou un minimum que ne donne pas la formule (3) ; la formule (1) qui est une sorte de moyenne entre les deux autres, le donne mais plus atténué. Nous avons trouvé expérimentalement cet extremum mais seulement qualitativement ; l'écart peut s'expliquer soit par un défaut théorique des formules dans cette région, soit par une forte réaction de l'antenne sur l'ouverture, soit sans doute par ces deux causes ensemble.

Il est curieux de voir que SEVERIN qui utilisait la courbe (3) ne dit pas avoir trouvé expérimentalement cet extremum supplémentaire. Pour la courbe de diamètre 4λ , il semble que la courbe expérimentale soit décalée horizontalement d'environ $0,15 \lambda$ par rapport aux courbes théoriques. En outre, nous trouvons comme SEVERIN, que la courbe expérimentale décroît moins vite que la courbe théorique quand on s'éloigne de l'ouverture. Il faudrait sans doute utiliser des formules plus raffinées.

On peut en outre calculer la courbe du champ au centre de l'ouverture en fonction du rayon de celle-ci.

La formule (2) donne un champ uniforme égal au champ incident, alors que les deux autres donnent une série de maxima et de minima (pour les mêmes valeurs de R/λ), et un champ infini pour une ouverture nulle.

Si le résultat de la formule (2) paraît plus en accord avec les conditions de continuité prises comme hypothèses par KOTTLER, il n'est sûrement, pas vrai expérimentalement. Nous n'avons pas tracé de courbes expérimentales dans ce cas, mais SEVERIN et ANDREWS en donnent et les résultats de SEVERIN coïncident bien avec la courbe théorique qu'il utilisait.

2) Ecran plan éclairé à incidence rasante.

Si l'on éclaire une ouverture dans un plan conducteur, sous incidence rasante, on constate que l'ouverture ne rayonne de l'autre côté que quand le champ électrique est perpendiculaire à l'écran.

Toutes les formules (1) (2) (3) donnent bien un champ diffracté nul quand le champ électrique est parallèle à l'écran. Dans le cas contraire, champ électrique normal à l'écran, la formule (2) donne un champ diffracté nul alors que les formules (1) et (3) donnent le même résultat.

Il est à noter que dans ce cas, si la formule (2) donne un champ diffracté nul, il n'en est pas de même des équations intégrales dont elle est tirée, puisque celles-ci ont pour second membre, la composante tangentielle du champ magnétique qui n'est pas nulle.

3) Fentes rayonnantes dans un guide.

Considérons un guide rectangulaire excité par le mode fondamental H_{10} , et perçons dans les parois, les fentes indiquées sur la figure 16. L'expérience

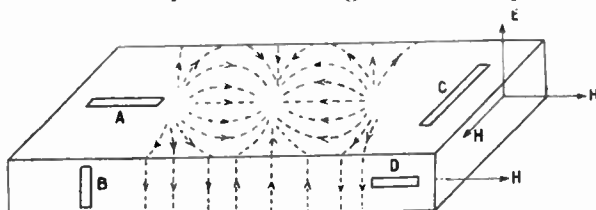
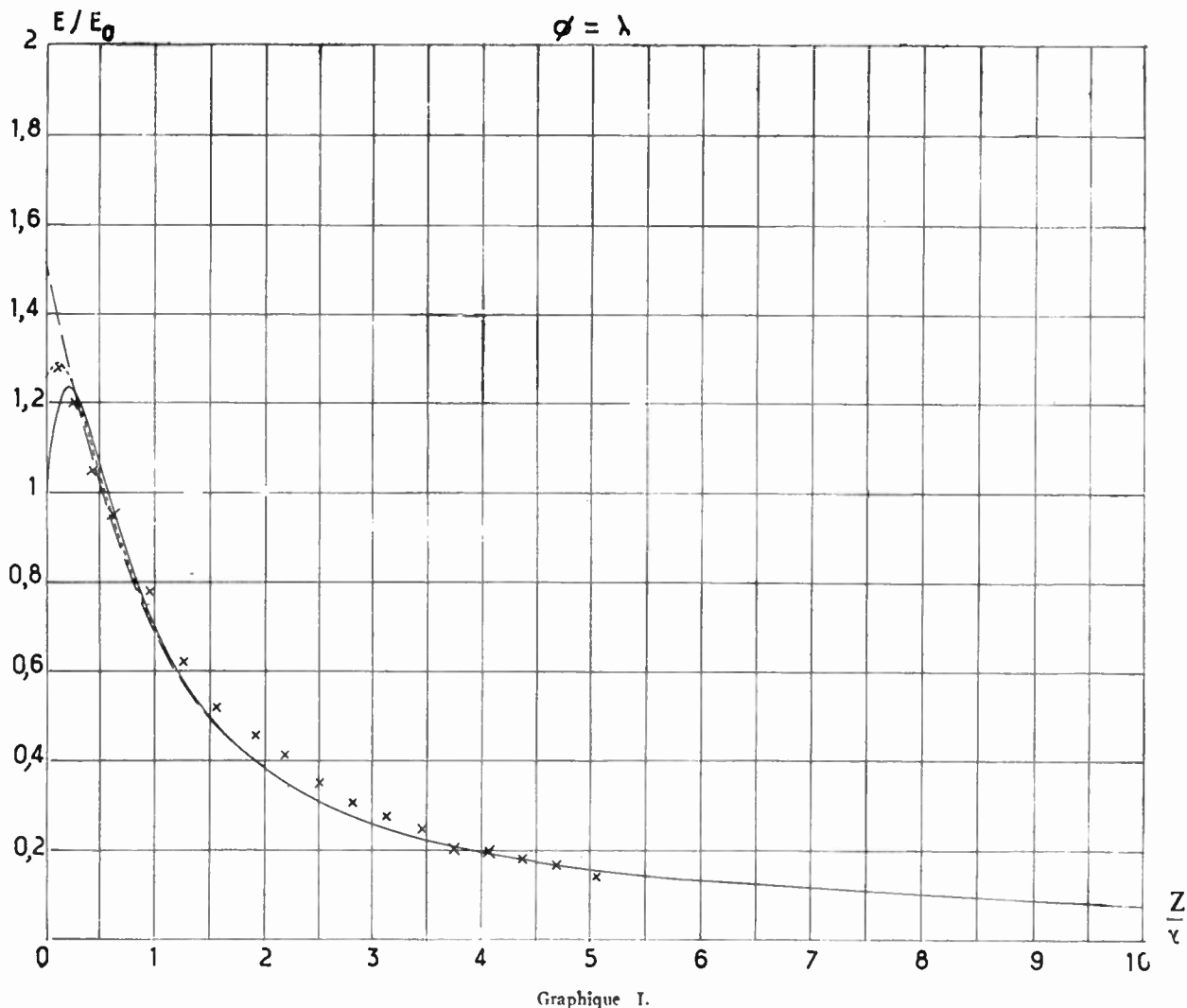


FIG. 16.

montre que seules les fentes C et D rayonnent à l'extérieur du guide.

Si nous essayons d'appliquer à ces fentes, les formules (1) (2) (3) nous obtenons le résultat suivant.



D'après la formule (2), aucune fente ne rayonne. Les formules (1) et (3) donnent donc le même résultat à savoir que des fentes *A*, *B*, *C* rayonnent fortement (les dipôles électriques se mettent bout à bout pour faire un courant électrique), alors que la fente *D* rayonne très peu (les dipôles électriques sont perpendiculaires à la fente). La théorie du rayonnement par ces fentes est beaucoup plus compliquée. On trouve qu'une fente rayonne quand elle gêne la circulation des courants électriques sur les parois du guide (figures en pointillé).

Il faudrait donc, en toute rigueur, écrire des équations intégrales analogues aux précédentes et assurer la continuité des champs en ajoutant à l'extérieur du guide le champ diffracté et à l'intérieur tous les modes évanescents.

4) Fente à l'extrémité d'un guide.

ORTUSI a réalisé l'expérience suivante. Un guide rectangulaire où se propage le mode fondamental H_{10} est terminé par une région amincie ouverte au bout par une fente (fig. 17). Il a constaté que si la fente était plus étroite que $\lambda/10$, le champ était indépendant de l'azimut mesuré dans un plan perpendiculaire à la fente.

Par suite des réflexions multiples sur les deux faces du dièdre le problème est un peu équivalent à

celui de la diffraction d'une onde plane par une fente dans un écran plan, le champ électrique étant perpendiculaire à la fente.

Le résultat expérimental ne s'explique alors que par la formule (2), celle-ci conduit en effet à disposer dans la fente une série de dipôles magnétiques longitudinaux qui se mettent bout à bout pour former un courant magnétique (fig. 18). Le champ rayonné est bien de révolution. Au contraire, la formule (3) conduit à des dipôles électriques perpen-

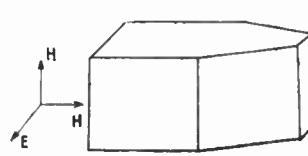


FIG. 17.

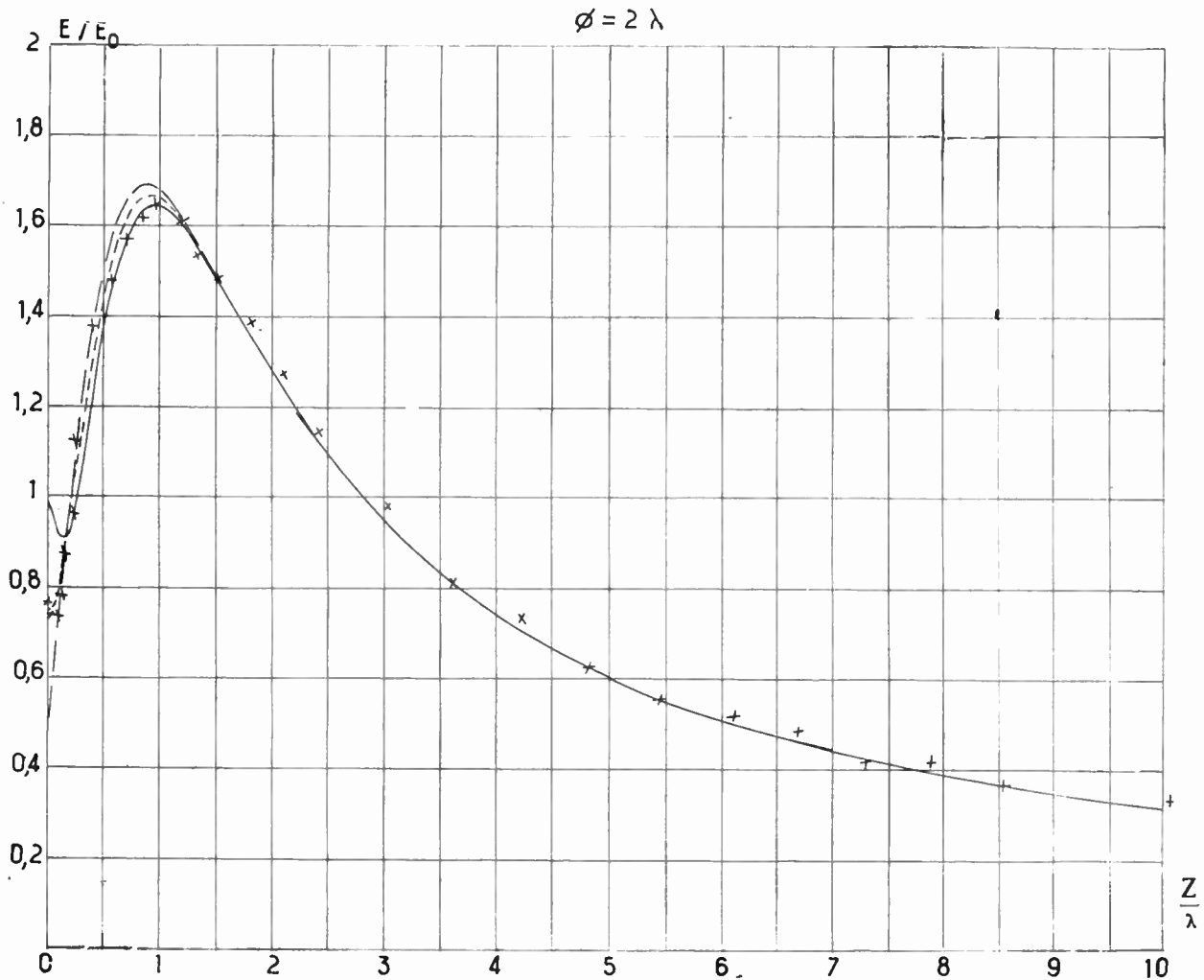


FIG. 18.

diculaires à la fente. Le champ obtenu serait beaucoup plus faible et non de révolution.

Comme le champ de la formule (3) est faible, le champ de la formule (1) est à peu près celui de la formule (2).

Nous voyons donc que les formules (2) qui seules ont une base théorique raisonnable donnent en géné-



Graphique II.

ral de meilleurs résultats que les autres quand les hypothèses simplificatrices qui ont servi à les établir sont vérifiées, ceci n'est plus le cas pour une incidence rasante, quand le champ électrique tangentiel s'annule, ni pour des fentes dans les parois d'un guide où les conditions aux limites sont vraiment très différentes de celles que nous avons supposées.

VI. Conclusion.

Au cours de cette étude, nous pensons avoir contribué à éclairer la question difficile de la théorie de la diffraction.

Après avoir brièvement rappelé les méthodes classiques d'intégration directe des équations de MAXWELL, nous avons étudié d'assez près les formules de KOTTLER. Nous avons vu que ces formules n'utilisaient comme source élémentaires de HUYGHENS que des dipôles électriques et magnétiques, à l'exclusion de « sphères pulsantes » qui n'y intervenaient qu'apparemment. Nous avons précisé les hypothèses d'établissement de ces formules et montré en quoi elles n'étaient pas satisfaisantes.

Nous avons ensuite proposé une méthode rigoureuse pour étudier la diffraction des ondes électro-

magnétiques par une ouverture dans un écran plan réfléchissant à l'aide d'équations intégrales plus complètes que celles proposées par COPSON. Nous avons établi ces équations d'une façon plus directe que COPSON en utilisant les idées de HUYGHENS et nous avons donné deux méthodes complémentaires en répartissant les sources élémentaires sur l'ouverture ou sur le reste de l'écran.

De la comparaison de ces deux groupes d'équations nous avons retrouvé la forme rigoureuse du principe de BABINET, que l'on peut d'ailleurs établir directement.

Nous avons également déduit de ces équations plusieurs énoncés équivalents du principe de HUYGHENS qui sont rigoureux.

La méthode que nous proposons conduit, dans le cas d'un petit trou circulaire ou d'un demi-plan, aux résultats trouvés autrement par BETHE et SOMMERFELD. Malheureusement, il semble actuellement impossible de résoudre les équations intégrales proposées sous forme explicite, même pour des cas particuliers simples. Il est cependant très probable que l'on pourra les utiliser numériquement en faisant les calculs à l'aide d'une machine électronique.

Dans le cas où l'ouverture est assez grande et où les lois de l'optique géométrique sont presque vala-



Graphique III.

bles, on peut simplifier le calcul et nous aboutissons ainsi à des formules qui ne contiennent que les termes des formules de KOTTLER qui satisfont aux conditions aux limites sur l'écran. Nous proposons également des formules réciproques qui permettent une étude simple de la diffraction par un obstacle plan. Ces dernières donnent le champ dans tout l'espace par la même expression analytique.

Loin de l'ouverture, nos formules donnent le même résultat que celles de KOTTLER (et de SEVERIN), soit le long d'une même direction de propagation, soit, quand l'ouverture est grande, dans le voisinage du faisceau principal.

Nous avons montré expérimentalement que nos formules étaient plus satisfaisantes que celles de KOTTLER et de SEVERIN pour la diffraction dans l'axe d'une ouverture circulaire. Nous avons vu en outre que quand les hypothèses du calcul étaient vérifiées, nos formules approximatives donnaient un bon résultat, mais que leur emploi n'était pas universel.

Nous terminerons en indiquant quelques généralisations et quelques points qui restent à étudier.

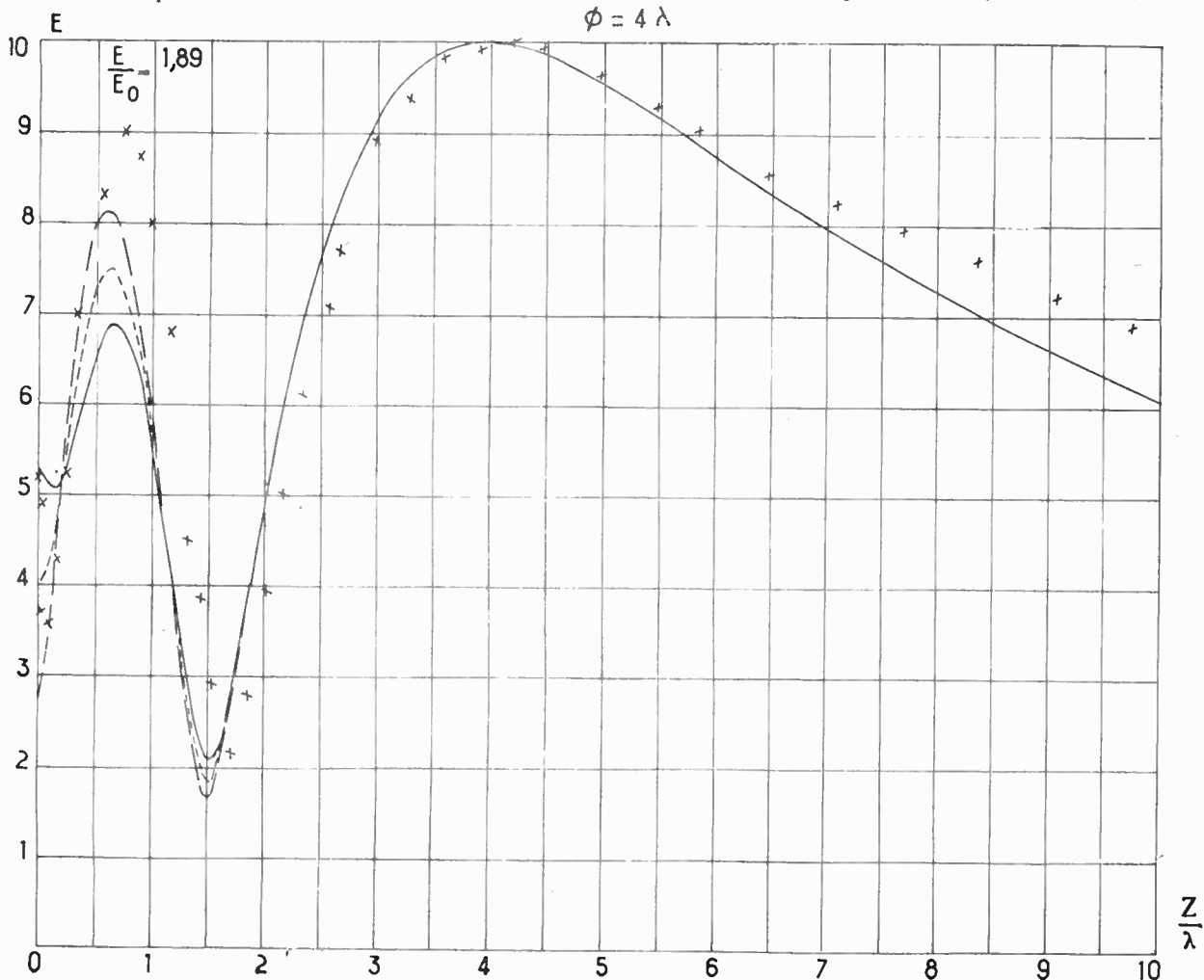
Tout d'abord, il serait souhaitable qu'un mathématicien trouve une méthode de résolution des équations intégrales que nous avons écrites.

La même méthode de calcul s'applique au cas où l'ouverture est percée dans une surface à forte cour-

bure, par exemple un orifice sur un guide d'onde circulaire. Le calcul devient malheureusement beaucoup plus laborieux du fait que les relations simples de symétrie des champs de part et d'autre du plan sont remplacées par des relations plus compliquées. Dans le cas d'un guide, il faudrait faire intervenir à l'intérieur et à l'extérieur tous les modes de propagation possibles pour pouvoir écrire l'équation de continuité des champs à travers l'ouverture.

Il serait enfin intéressant de voir expérimentalement si nos formules simplifiées qui donnent déjà un résultat très satisfaisant dans l'axe d'une ouverture circulaire, continuent à rester exactes en dehors de cet axe. On est malheureusement arrêté par des difficultés de calcul numérique, les intégrales ne s'exprimant plus avec des fonctions usuelles et le calcul des courbes théoriques point par point étant interminable. Là encore, une machine à calculer électronique serait d'un grand secours.

Je tiens à remercier vivement le Professeur Y. ROCARD, qui a dirigé cette étude ; après avoir attiré mon attention sur le problème, il m'a donné des avis toujours précieux. Je lui dois en particulier l'idée d'obtenir le champ diffracté par un petit trou dans un plan réfléchissant en superposant les champs diffractés par les ondes incidentes et réfléchies. Enfin, il a mis à ma disposition les puissants moyens de



Graphique IV.

recherches du Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure.

Je dois aussi beaucoup au Professeur P. GRIVET. Pendant toute la durée de mon travail, ses conseils et ses encouragements m'ont été du plus grand secours.

Je remercie également tous mes camarades de laboratoire, pour les nombreux échanges de vues que nous avons eu ensemble, et pour l'aide qu'ils m'ont apportée.

Je dois exprimer toute ma reconnaissance au Personnel du laboratoire dont la compétence et le dévouement m'ont grandement facilité le travail.

Enfin, je remercie le Centre National de la Recherche Scientifique, qui, pendant toute la durée de ces études m'a fourni des moyens matériels de recherche et d'existence.

BIBLIOGRAPHIE

- [140] RAYLEIGH : *Sc. Pap.* VI 220 (1914).
On the diffraction of light by spheres of small relative index.
- [141] REESINK ET DE VRIES : *Physica* 7. — 1940. — 603.
The diffraction of light by a large number of circular objects.
- [142] REICHE : *Ann. der Phys.* 37. — 1912. — 131.
Die Beugung des Lichtes an einem ebenen rechteckigen Keil von unendlicher Leitfähigkeit.
- [143] ROBIN : *C. R.* 218. — 1944. — 135 et 989.
Sur un problème de diffraction d'ondes électromagnétiques à la surface de séparation de deux milieux.
- [144] ROBIN : Thèse. Propagation d'ondes électromagnétiques dans deux ou plusieurs milieux successifs et la diffraction de ces ondes ramenée au principe de Cauchy.
- [145] ROCARD : *Onde Electrique* 26. — 1946. — 288.
Sur le principe de Huyghens.
- [146] ROCARD : *Dynamique générale des vibrations* (Paris 1943).
- [147] RUBINOWCZ : *Ann. der Phys.* 53. — 1917. — 257.
Die Beugungswelle in der Kirchhoffschen Theorie der Beugungserscheinungen.
- [148] SAVORNIN : *Ann. de Physique* 11^e Série 11. — 1939. — 124 (thèse) Etude de la diffraction éloignée.
- [149] SAVORNIN : *Cahiers de Phys.* 5. — 1941. — 21.
Théorie de la diffraction par une fente à bords métalliques.
- [150] SAVORNIN ET LAURENTJOYE : *Revue d'Optique* 25. — 1946. 73.
Contribution à la théorie électromagnétique de la diffraction par une fente.
- [151] SCHAEFFER : *Jahrb. f. drahtl. Telegr.* 3. — 1910. — 183.
- [152] SCHELKUNOFF : *Electromagnetic Waves* (New-York 1943).
- [153] SCHELKUNOFF : *Proc. of the IRE* 25. — 1937. — 1457.
Transmission theory of plane electromagnetic waves.
- [154] SCHELKUNOFF : *Bell syst. techn. J.* 15. — 1936. — 92.
On diffraction and radiation of electromagnetic waves.
- [155] SCHELKUNOFF : *Phys. Rev.* 56. — 1939. — 308.
On diffraction and radiation of electromagnetic waves.
- [156] SCHWARTZSCHILD : *Math. Ann.* 55. — 1902. — 177.
Die Beugung und Polarisierung des Lichtes durch einen Spalt.
- [157] SEILER : *Jahrb. f. drahtl. Telegr.* 3. — 1910. — 445.
- [158] SEILER : *Jahrb. f. drahtl. Telegr.* 37. — 1931. — 79.
- [159] SETI ET URBAN : *Z. f. Phys.* 114. — 1939. — 92.
Bemerkungen über die klassische Beugungstheorie.
- [160] SEVERIN : *Zeit. f. Naturforschung.* 1. — 1946. — 487.
Beugung elektromagnetischer Zentimeterwellen an metallischen Blenden.
- [161] SIEGER : *Ann. der Phys.* 27. — 1908. — 626.
Die Beugung einer ebenen elektrischen Welle an einen Schirm von elliptischem Querschnitt.
- [162] SIVIAN ET NEIL : *J. acoust. soc. amer.* 3. — 1932. — 483.
- [163] SJÖSTRÖM : *Jahrb. f. drahtl. Telegr.* 8. — 1914. — 238.
- [164] SMYTHE : *Phys. Rev.* 72. — 1947. — 1066.
The double current sheet in diffraction.
- [165] SMYTHE : *Rev. of mod. Phys.* 20. — 1948. — 175.
Narrow gaps in microwave problem.
- [166] SOMMERFELD : *Differentialgleichungen der Physik.*
- [167] SOMMERFELD : *Gött. Nachr.* 1894. — 338.
Zur Mathematischen Theorie der Beugungserscheinungen.
- [168] SOMMERFELD : *Gött. Nachr.* 1895. — 267.
Zur Integration der partiellen Differentialgleichung $\Delta U + K^2 U = 0$ auf Riemann'schen Flächen.
- [169] SOMMERFELD : *Math. ann.* 47. — 1896. — 317.
Mathematische Theorie der Diffraction.
- [170] SOMMERFELD : *Proc. London Math. Soc.* — 28. — 1897—395.
Über verzweigte Potentiale im Raum.
- [171] SOMMERFELD : *Z. f. Math. und Phys.* 46. — 1901. — 11.
Theoretisches über die Beugung der Röntgenstrahlen.
- [172] SOMMERFELD : *Ann. der Phys.* 28. — 1909. — 665.
Über die Ausbreitung der Wellen in der drahtlosen Telegraphie.
- [173] SPENCE : *J. Acoust. Soc. Am.* 20. — 1948. — 380 et *Bull. Am. Phys. Soc.* 23. — 1948. — 40. The diffraction of sound by circular disks and apertures.
- [174] SPENCE ET LEITNER : *Phys. Rev.* 74. — 1948. — 349.
Diffraction by circular disks and apertures.
- [175] SPAHN : *Physikal. Zeitschr.* 21. — 1920. — 444.
Neuere Arbeiten über Beugung an Zylindern u. Gittern.
- [176] STOKES : *Trans. Camb. Phil. Soc.* 9. — 1849. — 1.
On the dynamical theory of diffraction.
- [177] STORRUSTE ET WERGELAND : *Phys. Rev.* 73. — 1948. — 1397.
On two complementary diffraction problems.
- [178] STRATTON : *Electromagnetic Theory* (New-York 1941).
- [179] STRATTON ET CHU : *Phys. Rev.* 56. — 1939. — 106.
Diffraction theory of electromagnetic waves.
- [180] STRUTT : *Erg. der Math.* 1. — 1932.
Lamesche und Mathiesche Funktionen.
- [181] STRUTT : *Z. f. Phys.* 69. — 1931. — 597.
Beugung einer ebenen Welle an einem Spalt von endlicher Breite.
- [182] TEDONNE : *Rendic. Lincei.* 26. — 1917. — 286.
Sul principio di Huyghens in un campo elettromagnetico.
- [183] TONOLO : *Annali di Matematica.* 17. — 1910. — 28.
- [184] URBAN : *Ann. d. Phys.* 32. — 1938. — 471.
Über die Bestimmung gewisser Eigenwerte der Wellenmechanik.
- [185] VASSEUR : *C. R.* 226. — 1948. — 885.
Le principe de Huyghens et la diffraction.
- [186] VASSEUR : *C. R.* 229 — 1949. — 179.
Diffraction des ondes électromagnétiques par un écran plan parfaitement conducteur.
- [187] VASSEUR : *C. R.* 229. — 1949. — 586.
Nouvelle solution du problème de la diffraction des ondes électromagnétiques par un écran plan infiniment conducteur.
- [188] VESTNER : *Ter. Mag. Atmos. Elc.* 46. — 1941. — 27.
- [189] VOIGT : *Gött. Nachr.* 1899. — 1.
Zur Theorie der Beugung ebener inhomogener Wellen an einem geradlinig begrenzten unendlichen u. absolut schwarzen Schirm.
- [190] VOLTERRA : *Rendiconti Lincei.* 1. — 1892. — 161.
Sulle vibrazioni luminose nei mezzi isotropi.
- [191] VOLTERRA : *Acta math.* 18. — 1894.
Sur les vibrations élastiques des corps isotropes.
- [192] WATSON : The physical principles of wave guide transmission and antennas systems.
- [193] WIEGREFE : *Ann der Phys.* 39. — 1912. — 449.
Über mehrwertige Lösungen der Wellengleichung.
- [194] WIEGREFE : *Ann. der Phys.* 42. — 1913. — 1241.
Die Beugung ebener Lichtwellen bei beliebiger Lage der Einfallsebene gegenüber der beugenden Kante.
- [195] WIENER : *J. acoust. soc. am.* 19. — 1947. — 444.
Sound diffraction by rigid spheres and circular cylinders.
- [196] WIENER : *J. acoust. soc. am.* 20. — 1948. — 367.
(Diffraction par des cones).
- [197] WIENER : *J. acoust. soc. am.* — 21. 1949. — 334.
The diffraction of sound by rigid disks and rigid square plates.
- [198] WILSON : *Proc. Roy. Soc. London.* 118. — 1928. — 617.
A generalized spheroidal wave equation.
- [199] WOOD : *Physical Optics.*
- [200] ZUHRT : *Frequenz.* 1. — 1947. — 48.
Über die Anwendung des Kirchhoff-Huyghens'schen Prinzips auf elektromagnetische Strahlungsfelder mit Beispielen.

- Sur les lois générales de la diffraction, rapport critique.
- [201] ADEN : *J. appl. phys.* **22**. — 1951. — 601.
Electromagnetic scattering from spheres with shapes comparable to the wavelength.
- [202] ANDERSON : *J. acoust. soc. amer.* **22**. — 1950. — 426.
Sound scattering from a fluid sphere.
- [203] ANDREWS : *J. appl. phys.* **21**. — 1950. — 761.
Diffraction pattern in a circular aperture measured in the microwave region (erratum : *J. appl. phys.* **22**. — 1951. — 520).
- [204] ANDREWS : *J. appl. phys.* **22**. — 1951. — 465.
Diffraction pattern of microwaves near rods.
- [205] APPELBAUM AND FRETSCHE : *Proc. NEC (Chicago)* **5**. — 1949. — 442.
Small surface microwave radiation.
- [206] BOOKER AND CLEMMOW : *Proc. inst. elect. eng.* part. III. **97**. — 1950. — 11.
The concept of angular spectrum of plane waves and its relation to that of polar diagram and aperture distribution.
- [207] BOOKER AND CLEMMOW : *Proc. inst. elect. eng.* part III. **97**. — 1950. — 18.
A relation between Sommerfeld theory of radio propagation over a flat earth and the theory of diffraction at a straight edge.
- [208] BOUWKAMP. — *Physica*. — **16**. — 1950. — 1.
On the freely vibrating circular disk and the diffraction by circular disks and apertures.
- [209] BOUWKAMP. — *Philips research report* **5**. — 1950. — 321.
On Bethe's theory of diffraction by small holes.
- [210] BOUWKAMP. — *Philips research report* **5**. — 1950. — 401.
On the diffraction of electromagnetic waves by small circular disks and holes.
- [211] BRAUNBEK. : *Ann. phys. Leipsig*. — **6**. — 1949. — 53.
Flux d'énergie dans le voisinage d'une arête diffringente.
- [212] BRAUNBEK : *Z. Phys.* **127**. — 1950. — 381.
Nouvelle méthode approximative pour la diffraction par un écran plan.
- [213] BRAUNBEK : *Z. Phys.* **127**. — 1950. — 405.
Diffraction par un disque circulaire.
- [214] BRILLOUIN J : *Ann. Telecom.* **5** — 1950. — 160 et 179.
Radiations transitoires de sources sonores et problèmes annexes.
- [215] BRODIN : *C. R.* — **230**. — 1950. — 1345.
Cas particuliers du principe de Huyghens.
- [216] BRODIN : *C. R.* — **230**. — 1950. — 1388.
Espace vectoriel des ondes régulières à l'extérieur d'une surface fermée.
- [217] CHENEY AND WATSON : *J. appl. phys.* **22**. — 1951. — 675.
On the diffraction of electromagnetic waves by two conducting parallel half planes.
- [218] CLEMMOW : *Proc. roy. soc.* **205**. — 1951. — 1081.
A method for the exact solution of a class of two dimensional diffraction problem.
- [219] COPSON : *Proc. roy. soc.* **202**. — 1950. — 277.
Diffraction by a plane screen.
- [220] ESTRIN : *J. appl. phys.* **21**. — 1950. — 667.
The effective permeability of an array of thin conducting disks.
- [221] FARAN : *J. acoust. soc. amer.* **23**. — 1951. — 405.
Sound scattering by solid cylinders and spheres.
- [222] HART AND MONTROLL : *J. appl. phys.* **22**. — 1951. — 376.
On the scattering of plane waves by soft obstacles — spherical obstacles.
- [223] HORTON AND KARAL : *J. appl. phys.* **22**. — 1951. — 575.
Diffraction of a plane electromagnetic wave by a paraboloid of revolution.
- [224] JAMES : *Quart. J. Mech. appl. Math.* **3**. — part. 4. — 1950. 420.
Note on diffraction by an edge.
- [225] MEIXNER : *Ann. phys.* — Leipsig. **6**. — 1949. — 2.
Conditions sur l'arête dans la théorie de la diffraction d'ondes électromagnétiques par des écrans plans parfaitement conducteurs.
- [226] MEIXNER ET ANDREJEWSKI : *Ann. Phys.* — Leipsig. **7**. 1950. — 157.
Théorie rigoureuse de la diffraction d'une onde plane électromagnétique sur un disque parfaitement conducteur et une ouverture circulaire dans un écran plan parfaitement conducteur.
- [227] MILES : *Quart. appl. math.* **7**. — 1949. — 45.
The diffraction of a plane wave through a grating.
- [228] MILES : *J. math. phys.* **28**. — 1950. — 223.
On certain integral equation in diffraction theory.
- [229] MILES : *J. appl. phys.* **21**. — 1950. — 468.
On the diffraction of an electromagnetic wave through a plane screen (erratum).
- [230] PAPAS : *J. appl. phys.* **21**. — 1950. — 318.
Diffraction by a cylindrical obstacle.
- [231] PAPAS : *J. math. phys.* **28**. — 1950. — 227.
Radiation from a transverse slot in a infinite cylinder.
- [232] DE POSSEL ET POUGET MICHEL : *C. R.* **232**. — 1951. — 1819.
Principe de Huyghens pour des ondes électromagnétiques.
- [233] SEVERIN : *Z. Angew. phys.* **2**. — 1950. — 499.
Diffraction des ondes centimétriques par des disques métalliques.
- [234] SEVERIN : *Z. Angew. phys.* **3**. — 1951. — 22.
Diffraction des ondes centimétriques par des disques métalliques et diélectriques.
- [235] SEVERIN : *Z. phys.* **129**. — 1951. — 426.
Théorie de la diffraction des ondes électromagnétiques.
- [236] SILVER AND SANDERS : *J. appl. phys.* **21**. — 1950. — 153.
The external field produced by a slot in a infinite circular cylinder.
- [237] SIMON : *Thèse*. — Paris 1951.
A paraître dans les annales de radioélectricité.
- [238] SPENCER : *J. appl. phys.* **22**. — 1951. — 386.
Separation of variables in electromagnetic theory.
- [239] TORALDO DI FRANCA : *Revue d'optique*. **28**. — 1949. — 597.
Sur les lois générales de la diffraction, rapport critique.
- [240] WATSON AND HORTON : *J. appl. phys.* **21**. — 1950. — 802.
On the diffraction of a radar wave by a conducting wedge.
- [241] WOONTON : *Canad. Journ. res.* **28**. — 1950. — 120
A more exact Fresnel field diffraction relation.
- [242] WOONTON — CARRUTHERS — ELLIOT — RIGBY : *J. appl. phys.* **22**. — 1951. — 390.
Diffraction errors in an optical measurement at radio wavelengths.

ERRATUM

1^{re} PARTIE. ONDE ELECTRIQUE, JANVIER 1952.

Page 6. — Ligne 16, 1^{re} colonne :

Au lieu de : $d^2s = d^2x + d^2y + d^2z$

Lire : $ds^2 = dx^2 + dy^2 + dz^2$

Page 6. — Ligne 18, 1^{re} colonne :

Au lieu de : $ds^2 = e_1^2 dx_1^2 + e_2^2 dx_2^2 + e_3^2 dx_3^2$

Lire : $ds^2 = e_1^2 dx_1^2 + e_2^2 dx_2^2 + e_3^2 dx_3^2$

Page 7. — Ligne 15, 1^{re} colonne :

Au lieu de : π_2 ; lire : π_1

Page 7. — Ligne 16, 1^{re} colonne :

Au lieu de : π_0 ; lire : π_2

Page 7. — Lignes 22-23, 1^{re} colonne :

Lire : « Nous savons que le vecteur de Hertz du champ diffracté s'écrit : ».

Page 9. — Ligne 20, 1^{re} colonne :

Au dénominateur de y lire : $\cos \varphi$

Au lieu de : $\cos \psi$

Page 9. — Ligne 33, 2^e colonne :

Au lieu de : $u(P')$; lire : $u(p')$.

Page 10. — Ligne 4, 1^{re} colonne :

Au lieu de : Φ ; lire : $\int$

Au lieu de : $\cos(\xi -)$; lire : $\cos(\xi - \varphi)$

Page 10. — Ligne 28, 1^{re} colonne :

Au lieu de : Φ ; lire : $\int$

Page 10. — Lignes 9 et 10 de la fin, 1^{re} colonne :

Au lieu de : $e^{ikr} \cos(\tau - \tau_0)$ et $e^{ikr} \cos(\tau - \tau_0)$

Lire : $[e^{ikr} \cos(\tau - \tau_0)]$ et $[e^{ikr} \cos(\tau - \tau_0)]$

2^e PARTIE. « ONDE ÉLECTRIQUE », FÉVRIER 1952.

Page 55. — Ligne 19, 1^{re} colonne :

Au lieu de : K ; lire : k .

Page 57. — 1^{re} colonne, dans la formule 3^o :

Au lieu de : $\bar{j} = c \bar{n}_\Lambda \bar{E}$

Lire : $\bar{j} = \frac{c}{4\pi} \bar{n}_\Lambda \bar{E}$

Page 57. — 2^e colonne : Lire la formule 5b) :

$$H = -\frac{1}{4\pi ik} \int_c \text{grad} \varphi (\bar{E} \cdot d\bar{s}) + \frac{1}{4\pi} \int_c \varphi \bar{H}_\Lambda d\bar{s} \\ + \frac{1}{4\pi} \iint_s \left(\varphi \frac{\partial \bar{H}}{\partial n} - \bar{H} \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right) d\sigma$$

Page 58. — 4^e ligne de la fin, 2^e colonne :

Au lieu de : $-q^{i\omega t}$; lire : $-q e^{i\omega t}$.

Page 59. — Ligne 5, 1^{re} colonne :

Au lieu de : O_z ; lire : Oz .

Page 59. — Ligne 21, 1^{re} colonne :

Au lieu de : V''_{yz} ; lire : V''_{y^2} .

Page 59. — Ligne 5 de la fin, 1^{re} colonne :

Au lieu de : O_x ; lire : Ox .

Page 59. — Ligne 2 de la fin, 1^{re} colonne :

Au lieu de : O_y ; lire : Oy .

Page 67. — Ligne 18, 1^{re} colonne ; Page 68. — Ligne 4 de la fin, 1^{re} colonne ; Page 69. — Ligne 9 de la fin, 1^{re} colonne ; Page 69. — dernière ligne de la formule 22 :

Au lieu de : $\bar{J}$; lire : $\bar{j}$

Page 69. — Ligne 21, 1^{re} colonne :

Au lieu de : k ; lire : ε .

VOCABULAIRE TECHNIQUE

Nous pensons rendre service à nos lecteurs en faisant connaître au fur et à mesure de leur élaboration les listes des termes relatifs à la technique des radiocommunications résultant des travaux de la Commission « Vocabulaire » de la Fédération Nationale des Syndicats des Industries radioélectriques et électroniques (S. N. I. R.) effectués sous l'égide du Comité Electrotechnique Français, ainsi que les listes similaires élaborées dans les principaux pays avec si possible leur traduction.

Les documents français ainsi que les traductions des termes étrangers ne doivent pas être considérés comme ayant un caractère officiel et définitif. Ils représentent en tous cas une terminologie très étudiée qui devrait permettre dès maintenant à nos lecteurs d'éviter l'emploi de termes qui, sans raisons spéciales, différeraient de ceux qui y sont inscrits.

Nous commençons par les termes relatifs à la technique des impulsions établis par la Commission « Vocabulaire » du S. N. I. R.

TERMES GÉNÉRAUX RELATIFS AUX IMPULSIONS

Impulsion. — Signal caractérisé par la variation brusque d'un de ses paramètres avec retour brusque à l'état initial.

Impulsion unidirectionnelle. — Impulsion dans laquelle l'écart du paramètre caractéristique par rapport à sa valeur initiale est toujours de même signe. Exemples : impulsion positive, impulsion négative.

Impulsion rectangulaire. — Impulsion unidirectionnelle idéale dans laquelle le paramètre caractéristique passe, en un temps nul, d'une valeur constante à une autre valeur constante, avec retour à la valeur initiale en un temps également nul.

Par extension, impulsion de forme voisine de la forme idéale.

Crête d'une impulsion unidirectionnelle. — Partie d'une impulsion unidirectionnelle correspondant à l'écart maximum du paramètre caractéristique.

Amplitude d'une impulsion unidirectionnelle. — Valeur de l'écart du paramètre correspondant à la crête de l'impulsion.

Sommet d'une impulsion unidirectionnelle. — Partie d'une impulsion unidirectionnelle pour tous les points de laquelle l'écart du paramètre caractéristique est égal ou supérieur à une fraction importante donnée de la valeur de crête, par exemple 0,9.

Points d'apparition (et de disparition) d'une impulsion unidirectionnelle. — Points d'une impulsion correspondant à une valeur de l'écart du paramètre caractéristique égale à une fraction très faible donnée de la valeur de crête par exemple 0,1.

Bords d'une impulsion unidirectionnelle. — Le bord avant est la partie comprise entre le point d'apparition et la crête d'une impulsion unidirectionnelle.

Le bord arrière, appelé aussi « bord de retour », est la partie comprise entre la crête et le point de disparition.

Les bords d'une impulsion sont également dénommés « Flancs ».

Durée (largeur) d'une impulsion unidirectionnelle. — Intervalle de temps qui sépare deux points situés respectivement sur le bord avant et sur le bord arrière correspondant à une même valeur, arbitrairement choisie, du paramètre caractéristique.

Largeur au sommet d'une impulsion unidirectionnelle. — Largeur d'une impulsion unidirectionnelle pour la valeur du paramètre caractéristique qui définit le sommet.

Largeur à la base ou base d'une impulsion unidirectionnelle. — Largeur d'une impulsion unidirectionnelle pour la valeur du paramètre caractéristique qui définit le point d'apparition et le point de disparition de l'impulsion.

Front avant (arrière) d'une impulsion unidirectionnelle. — Partie du bord avant (arrière) d'une impulsion unidirectionnelle comprise entre deux points correspondant à deux valeurs déterminées du paramètre caractéristique mesurées en fraction de la valeur de crête (0,1 et 0,9 par exemple).

Les fronts sont les parties des bords comprises entre le sommet et la base.

Facteur de crête. — Dans le cas d'une impulsion unidirectionnelle, rapport entre la valeur de crête du paramètre caractéristique et sa valeur quadratique moyenne évaluée pendant la durée à la base de l'impulsion (en anglais : *crest factor*).

Transmission discontinue (discrète ou par impulsions). Mode de transmission dans lequel le signal d'information se présente sous la forme d'impulsions.

Modulation par impulsions. — Modulation d'une onde porteuse, entretenue ou déjà modulée, par une impulsion ou une suite d'impulsions. Exemples : modulation d'amplitude par impulsions, modulation de fréquence par impulsions.

Radioimpulsion. — Signal élémentaire résultant de la modulation par impulsions d'une onde radioélectrique et limité à la durée d'une impulsion.

Fréquence, période de répétition (d'impulsions). — Dans le cas d'impulsions régulièrement espacées, nombre d'impulsions par unité de temps et période correspondante (Improperment appelées : Fréquence, Période de récurrence).

Dans le cas d'une transmission multiplex, cette définition s'applique, avant mélange ou après sélection, aux impulsions caractérisant chaque communication.

Phase (d'impulsions). — Dans le cas d'impulsions régulièrement espacées, phase de la composante fondamentale des impulsions.

Durée conventionnelle (d'une impulsion unidirectionnelle). — Durée pour la valeur du paramètre caractéristique égale à la moitié de la valeur de crête. Sauf indication contraire ce paramètre caractéristique est la puissance.

Dans le cas d'une radioimpulsion, la définition s'applique à l'enveloppe.

Position d'une impulsion. — Temps s'écoulant entre l'instant pris comme origine du temps et l'instant d'apparition de l'impulsion considérée. Lorsque les impulsions se répètent avec une périodicité déterminée, on définit une origine des temps pour chaque période, le temps séparant deux origines consécutives étant égal à la période de répétition des impulsions.

Déplacement d'une impulsion. — Modification de la position de cette impulsion.

Vacillement d'une impulsion. — Fluctuations ou oscillations indésirables de la position d'une impulsion (en anglais *Jitter*).

Répartition dans le temps. — Processus de distribution par lequel les informations provenant de diverses voies sont transmises successivement et de manière discontinue.

Temps de garde. — Intervalle de temps minimum existant entre deux impulsions consécutives.

Impulsion de voie. — Impulsion de la série utilisée pour transmettre l'information sur une voie déterminée.

Impulsion pilote. — Impulsion précédant l'ensemble des impulsions de voie et définissant l'origine des temps dans une transmission multiplex à répartition dans le temps.

Fréquence, période pilote. — Fréquence, période de répétition des impulsions pilotes.

Impulsion de groupe. — Impulsion pilote secondaire précédant chaque groupe d'impulsions de voie, lorsque l'ensemble des impulsions de voie est divisé en plusieurs groupes.

Période, Fréquence de Groupe. — Temps séparant deux impulsions de groupe consécutives à l'intérieur d'une même période pilote, et fréquence correspondante.

Temps de travail. — Dans le cas d'une transmission par impulsions à une seule voie, largeur à la base de l'impulsion. Dans le cas d'une transmission multiplex, somme des largeurs à la base des différentes impulsions pendant une période de répétition.

Modulation d'impulsions. — Modification de la grandeur de l'un des paramètres caractérisant les impulsions.

Modulation d'impulsions en amplitude. — Modulation d'impulsions dans laquelle l'onde modulatrice agit sur l'amplitude des impulsions.

Modulation d'impulsions en position. — Modulation d'impulsions dans laquelle l'onde modulatrice modifie la position des impulsions par rapport à celle qu'elles occupent en l'absence de modulation, sans modifier la durée.

Modulation d'impulsions en fréquence ou en phase. — Modulation d'impulsions en position résultant de la modification de leur fréquence de répétition ou de leur phase.

Modulation d'impulsions en durée. — Modulation d'impulsions dans laquelle l'onde modulatrice agit sur la durée des impulsions (en anglais : *Pulse Width Modulation* ou *P. W. M.*, *Pulse Duration Modulation* ou *P. D. M.* ; *Pulse Length Modulation* ou *P. L. M.*).

Modulation d'impulsions dyssymétrique en durée. — Modulation d'impulsions dans laquelle l'onde modulatrice déplace l'un des fronts des impulsions, l'autre demeurant fixe, et fait ainsi varier la durée des impulsions.

Modulation d'impulsions symétrique en durée. — Modulation d'impulsions dans laquelle l'onde modulatrice déplace symétriquement les deux fronts des impulsions, et fait ainsi varier la durée des impulsions.

Modulation d'impulsions en nombre. — Modulation utilisant des groupes d'impulsions, ces groupes se succédant à une fréquence déterminée et chacun d'eux comportant un nombre d'impulsions qui est fonction de la valeur instantanée de l'onde modulatrice.

Quantification. — Une grandeur est dite quantifiée lorsque sa valeur ne peut être modifiée que par variations discontinues.

Modulation quantifiée. — Type de modulation dans lequel la valeur du paramètre modulé ne peut être modifiée que par variations discontinues. Exemple : Modulation d'amplitude, de durée ou de position quantifiée.

Modulation codée d'impulsions. — Modulation d'impulsions par laquelle l'information est transmise d'une manière discontinue et quantifiée, chaque information élémentaire étant caractérisée par un groupe d'impulsions modulées selon un code déterminé en utilisant un ou plusieurs des procédés de modulation ci-dessus (en anglais : *Pulse Code Modulation* ou *P. C. M.*).

Codage. — Opération produisant le signal d'information dans le cas d'une modulation codée.

Codage binaire. — Codage utilisant des groupes d'impulsions dont on ne fait varier qu'un seul paramètre caractéristique, de telle sorte qu'il ne prenne que deux valeurs distinctes.

Impulsions codées. — Impulsions résultant d'une modulation codée.

Décodage. — Opération qui tend à restituer le signal tel qu'il était avant codage.

Conversion de modulation (d'impulsions). — Opération par laquelle des impulsions modulées suivant un certain type sont transformées en impulsions modulées suivant un type différent.

Puissance de crête d'une impulsion unidirectionnelle. — Valeur maximum de la puissance instantanée au cours de l'impulsion.

Puissance de crête d'une radioimpulsion. — Dans le cas de la modulation en amplitude, quotient maximum, au cours de l'impulsion, de l'énergie mise en jeu pendant une période de la radio-fréquence porteuse, par cette période.

Puissance équivalente d'une impulsion (impulsion unidirectionnelle ou radioimpulsion en modulation d'amplitude). — Quotient de l'énergie mise en jeu pendant une impulsion par la durée conventionnelle de cette impulsion.

Puissance moyenne (d'une émission par impulsions unidirectionnelles ou radioimpulsions en modulation d'amplitude). — Rapport de la puissance moyenne à la moyenne des puissances équivalentes prises pendant le même temps.

Dans le cas d'une transmission multiplex, la période à considérer est la période pilote.

Coefficient d'utilisation (d'une émission par impulsions unidirectionnelles ou radioimpulsions en modulation d'amplitude). — Rapport de la puissance moyenne à la moyenne des puissances équivalentes prises pendant le même temps.

Dans le cas d'impulsions régulièrement espacées, c'est aussi le rapport de la durée conventionnelle à la période de répétition. (en anglais : *Duty factor* ou *duty cycle*).

Rapport des temps.* — Rapport de la période de répétition des impulsions au temps de travail. Dans le cas de modulation en amplitude par impulsions rectangulaires, c'est l'inverse du coefficient d'utilisation.

Brèveté. — Inverse du rapport des temps dans le cas où il n'y a qu'une impulsion par période de répétition.

Différentiation. — Processus par lequel un montage fournit à la sortie un signal dont la grandeur caractéristique (courant, tension...) a une valeur pratiquement proportionnelle à la dérivée par rapport au temps du signal appliqué à l'entrée.

Intégration. — Processus par lequel un montage fournit à la sortie un signal dont la grandeur caractéristique (courant, tension...) a une valeur pratiquement proportionnelle à l'intégrale par rapport au temps de cette grandeur dans le signal appliqué à l'entrée.

Calage (d'un signal). — Processus consistant à ajuster automatiquement le niveau moyen d'un signal sans en modifier la forme ni l'amplitude, de façon à maintenir un point particulier (par exemple la crête) à un niveau de référence (en anglais : *Clamping*).

Verrouillage (blocage). — Processus provoquant l'interruption du fonctionnement nominal d'un montage.

Déverrouillage (déblocage). — Processus par lequel un montage verrouillé est remis en état d'assurer son fonctionnement nominal.

Retard. — Temps qui s'écoule entre le moment où un signal est appliqué à l'entrée d'un montage et celui où le signal correspondant commence à apparaître à la sortie (en anglais : *delay-time*). Dans le cas d'impulsions, temps qui s'écoule entre le point d'apparition à l'entrée et le point d'apparition à la sortie.

Trainage. — Allongement de la durée du signal à la sortie d'une voie de transmission par rapport à la durée du signal à l'entrée (en anglais : *tail* ou *stretching*).

Trainage intrinsèque. — Allongement de la durée d'un signal ou d'une partie d'un signal par rapport à la durée correspondante d'un signal de référence (trainage intrinsèque avant, trainage intrinsèque arrière).

Dépassement (d'amplitude). — Déformation particulière introduite par certains montages dans un signal transitoire. Le signal est, à la sortie du montage, affecté d'une impulsion parasite qui porte son amplitude au-delà de la valeur voulue pour reproduire fidèlement le signal d'entrée (en anglais : *overshoot*). En particulier, impulsion parasite qui prolonge le bord de retour d'une impulsion unidirectionnelle au delà du niveau normal de la base (en anglais : *overshoot* ou *back-swing*).

Signal de verrouillage (déverrouillage). — Signal utilisé pour provoquer le verrouillage (déverrouillage) d'un montage.

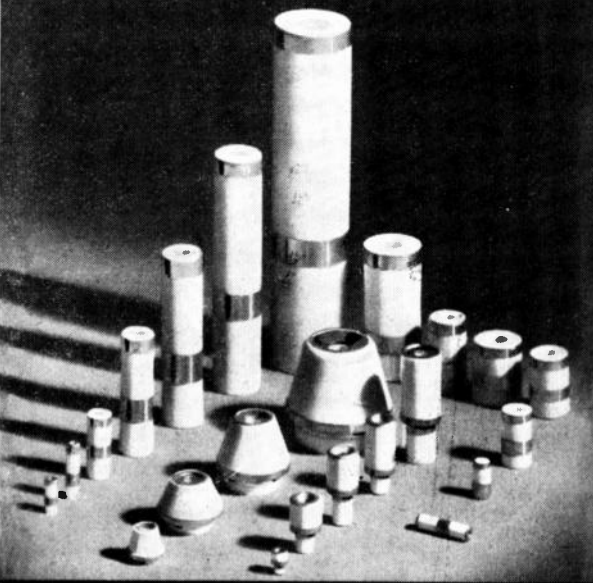
Impulsion d'encadrement. — Impulsion unidirectionnelle, généralement rectangulaire, qui sert à verrouiller ou à déverrouiller électroniquement certains étages d'un récepteur pendant un temps déterminé (en anglais : *strobe pulse* ou *gate*).

Créneau. — Image sur un oscilloscope des impulsions d'encadrement (en anglais : *strobe-marker* ou *gate*).

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	Présentés par MM.	MM.	Présentés par MM.
ADRIEN Jean-Pierre, Ingénieur Radio E.S.E.	FREUND. MULLER.	CLERGUE Jean, Ingénieur au Service Radar de la S.F.R.	VILLEM. CHIREIX.
ANCONA César, élève à l'E.S.E. (division Radio et Electronique).	HERVÉ. GAUSSOT	COMBEAU Maurice, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité.	BOUCHARD. LORACH.
AROUETTE Robert, élève à l'E.S.E. (division Radio et Electronique).	DAUPHIN GAUSSOT.	COURTY Fernand, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité.	BOUCHARD. LORACH.
BARON Jean, Ingénieur, chef de service aux Laboratoires Derveaux	DURAND. DERVEAUX.	DANIELO André, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité.	BOUCHARD. LORACH.
BLANC Georges, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité	BOUCHARD. LORACH.	DESTREÉ René, élève à l'Ecole Française de Radioélectricité.	BOUCHARD. LORACH.
BLAREZ Albert, Chef de bataillon de l'Armée des Transmissions	DEMANGE. RICHARD.	DUBOST Robert, Enseignement Militaire Supérieur Scientifique et Technique	BEDOURA. DAUPHIN.
BOURION René, Ingénieur à la Société Française Radioélectrique	MARTINOFF. GRIVET.	DURAND Pierre.	QUINET. CHRÉTIEN.
CAMBORNAC Michel, Ingénieur à la Société des Servomécanismes Electroniques	G. LEHMANN. J. CSECH.	ELEFTERION, Chef du Service Radio de l'Organisation des Télécommunications de Grèce.	MULLER. CABESSA.

**BORNES EN FRÉQUENTITE MÉTALLISÉE
POUR MATÉRIEL ÉTANCHE**

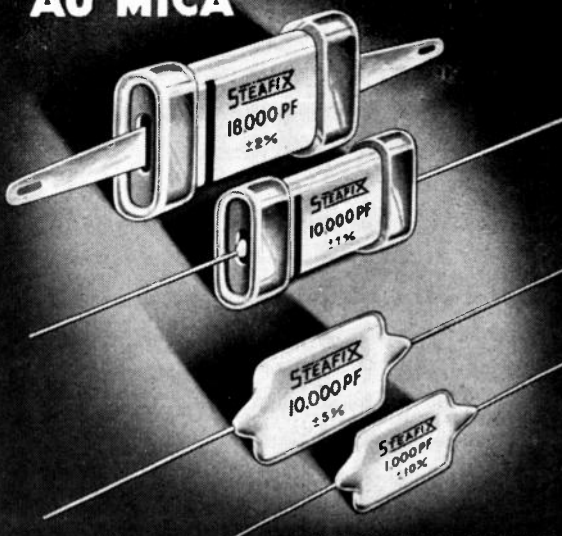


CATALOGUE SUR DEMANDE

STÉAFIX & C^{IE} 17, RUE FRANCOEUR
PARIS 18^e MON.02.93.6119

PUBL. RAPH

**CONDENSATEURS
AU MICA**



CATALOGUE SUR DEMANDE

STÉAFIX & C^{IE} 17, RUE FRANCOEUR
PARIS 18^e MON.02.93.6119

PUBL. RAPH

COLLECTION "HAUTE TECHNIQUE"

DES

ÉDITIONS CHIRON

Volumes reliés pleine toile grenat

L. BOE

DIPÔLES ET QUADRIPOLES

148 pages — 1.400 fr.

BRAINERD

TECHNIQUE DES ULTRA-HAUTES FRÉQUENCES

614 pages — 2.600 fr.

L. CHRÉTIEN

TRAITÉ DE RÉCEPTION DE LA TÉLÉVISION

144 pages — 700 fr.

L. CHRÉTIEN

TRAITÉ DE PHYSIQUE ÉLECTRONIQUE

400 pages — 1.800 fr.

P. MOURMANT

LE CALCUL GRAPHIQUE DES CIRCUITS SÉRIE-PARALLÈLE

404 pages — 1.900 fr.

S. OSTROVIDOW

TRAITÉ DE RADIOGUIDAGE

232 pages — 1.400 fr.

A. ROBERTS

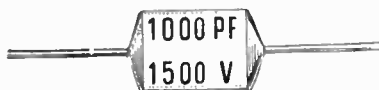
BALISES RADAR

640 pages — 3.100 fr.

40, rue de Seine, PARIS-6^e — C. C. P. Paris 53-35

Condensateurs au Mica sous gaine céramique étanche

(conforme
aux normes
C G T U)



Grandeur nature



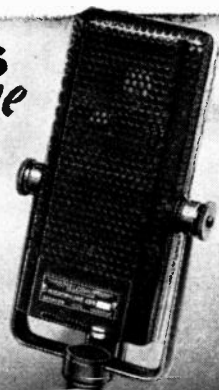
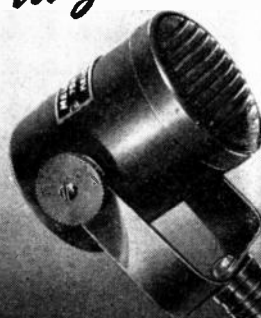
André SERF

127, Faubourg du Temple
PARIS (10^e) Nor 10.17

Pour la Belgique :

M. Robert DEFOSSEZ, 13, rue de la Madeleine, BRUXELLES
PUBL RAPHY

2 MICROPHONES
de grande classe



DEPUIS
25 ANNÉES

*La Radiodiffusion
Française*
LES UTILISE

TYPES
42-B A RUBAN
75-A DYNAMIQUE

MELODIUM

296, RUE LECOURBE - PARIS-15^e - LEC. (50-80 3-1.)

LES THYRATRONS DE LA VERRERIE SCIENTIFIQUE

12, Avenue du Maine
PARIS (XV^e) LITRE 90-15



*inuisables
sans défaillances!*

J. des Lauriers

MUN 2 8 1952

L'ONDE ÉLECTRIQUE

32^e ANNÉE. Nos 301-302

AVRIL-MAI 1952

PRIX : 400 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHRON. 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

National Bureau of Standards
Central Radio Propagation Laboratory
Library
Boulder, Colorado

NOTRE
COUVERTURE

Yeu vertizienne de la
Région Parisienne

NUMÉRO
Special
CONSACRÉ AUX
faisceaux
HERTZIENS

20 années de Recherches...

DANS LE DOMAINE
DES

faisceaux Hertzien

Équipements à modulation de fréquence
12 - 24 - 60 - 240 voies

1930

1950



L.M.T.

Le Matériel Téléphonique

Société Anonyme au capital de 1.000.000 de Francs
46, QUAI DE SOULOGNE - SOULOGNE-BILLANCOURT (Seine)

Ag. PUBLÉDITEC-DOMENACH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE. 2000 F

ÉTRANGER. 2350 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-55

Prix spécial
de ce Numéro :

400 francs

Vol. XXXII

AVRIL-MAI 1952

Numéro 301-302

NUMÉRO SPÉCIAL CONSACRÉ AUX FAISCEAUX HERTZIENS

SOMMAIRE

		Pages
Les faisceaux hertziens dans les réseaux téléphoniques modernes	R. SUEUR	
L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans le domaine des télécommunications. .	L. J. LIBOIS	121
La liaison de télévision Paris-Lille	R. CABESSA	131
L'équipement du faisceau hertzien de télévision Paris-Lille	V. ANGEL	
	P. RICHE	152
Les équipements du faisceau hertzien Dijon-Strasbourg	J. LAPLUME	
	S. SCHIRMAN	
	R. FRATICELLI	
	R. JEANNIN	158
Les équipements du faisceau hertzien Paris-Lille	P. RIVÈRE	
	M. SCHWINDENHAMMER	163
Un nouveau type de lentilles en hyperfréquences	H. GUTTON	
Utilisation de la modulation d'impulsions pour la transmission d'un groupe de voies téléphoniques en provenance de systèmes à courants porteurs	J. FAGOT	
	J. HUGON	174
Utilisation de la technique des impulsions dans l'établissement des réseaux de trans- mission complexes	J. C. SIMON	181
Évaluation du rapport signal sur bruit d'une liaison radio multiplex	L. J. LIBOIS	190
Une méthode pratique pour la conception des antennes paraboliques en micro-ondes . .	G. POTIER	197
	J. DASCOTTE	202
	J. DESCHAMPS	
	G. G. ESCULIER	209

Sur la couverture :

L'administration des P. T. T. a décidé la construction d'une tour hertzienne de 73 mètres de hauteur, à trois étages d'aériens destinée à recevoir les aériens et les équipements d'un certain nombre de faisceaux hertziens internationaux, nationaux, régionaux qui doivent être établis dans les années futures.

Cette tour hertzienne sera d'abord reliée au réseau général par des câbles coaxiaux d'un nouveau modèle capables d'acheminer les signaux de télévision à haute définition et les voies téléphoniques.

La photographie représente la maquette de cette tour dont la construction est actuellement commencée. Elle sera située sur le plateau de Villacoublay au lieu dit « l'Etoile du Pavé de Meudon ».

Informations : voir page 214.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Électrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. : ALESIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie c. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
- 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
- 1924 R. de VALBREUZE, Ingénieur.
- 1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T. T.
- 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
- 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
- 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
- 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
- 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
- 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
- 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
- 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
- 1935 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
- 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité
- 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité
- 1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
- 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
- 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
- 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
- 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
- 1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
- 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
- 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
- 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
- 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
- 1951 Général LESCHÉ, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.

Président désigné pour 1953 :

M. P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.

Vice-Présidents :

MM. B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.

R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.

R. AUBERT, Directeur général adjoint de la S. F. R.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur en chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises

Trésorier :

M. R. CABBESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.

Secrétaires :

MM. J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.

H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOT.	M. FROMY.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN.	M. CHARLET.
			M ^{me} COURTILLOT

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSEIGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1° Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3° Visites de diverses installations radioélectriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4° Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse)

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

- 1° Membres titulaires, particuliers 1 600 F.
- sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré
- 25 000 F. } de la Société
- ou 50 000 F. } ou collectivité
- 2° Membres titulaires, agés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 800 F.
- Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.
- 3° Membres à vie :
- Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.
- 4° Membres donateurs :
- Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.
- 5° Membres bienfaiteurs :
- Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES FAISCEAUX HERTZIENS DANS LES RÉSEAUX TÉLÉPHONIQUES MODERNES, par R. SUEUR, *Ingénieur en Chef des P. T. T.* et L. J. LIBOIS, *Ingénieur des P. T. T.*, Onde Electrique d'avril-mai 1952, (pages 121 à 130).

Dans une première partie on rappelle comment est organisé un réseau téléphonique moderne de câbles à courants porteurs et l'on indique ensuite comment les liaisons hertziennes peuvent s'intégrer. On distingue : les faisceaux hertziens régionaux et les faisceaux hertziens à grande distance. Un exemple est donné d'interconnexion entre faisceau hertzien et câble à grande distance.

La seconde partie de l'article est consacré à l'exposé des caractéristiques générales de quelques types de faisceaux hertziens récemment mis en service par l'Administration Française des P. T. T. ou en cours de réalisation actuellement. Les systèmes multiplex à impulsions sont utilisés dans le cas des faisceaux hertziens régionaux à grande distance qui doivent pouvoir s'interconnecter aisément avec les câbles souterrains sont basés sur l'emploi de la modulation de fréquence.

L'APPORT DES LIAISONS PAR FAISCEAUX HERTZIENS DANS LE DOMAINE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS, par R. CABESSA, *Chef du service des liaisons par faisceaux hertziens à la Société « Le Matériel Téléphonique »*, Onde Electrique d'avril-mai 1952, (pages 131 à 151).

Les liaisons par faisceaux hertziens sont comparées aux liaisons filaires sous le quadruple aspect : qualité de restitution du signal transmis, bruits récoltés au cours de la transmission, protection contre l'indiscrétion et enfin comparaison économique.

On essaie de relier les caractéristiques téléphoniques définies par le CCIF pour des circuits complets aux caractéristiques radioélectriques des équipements et de l'espace de propagation définies par le CCIR. Les liaisons existantes sont classées en 4 groupes distincts caractérisés chacun par des qualités différentes demandées au matériel.

L'ÉQUIPEMENT DU FAISCEAU HERTZIEN DE TÉLÉVISION PARIS-LILLE, par J. LAPLUME, S. SCHIRMAN, R. FRATICELLI et R. JEANNIN, *Ingénieurs au département Radar — Hyperfréquences de la Compagnie Française Thomson-Houston*, Onde Electrique d'avril-mai 1952 (pages 152 à 157).

Le relais hertzien de télévision installé par la Cie Fse Thomson-Houston sur le parcours Paris-Lille fonctionne dans la gamme 900 — 1 000 Mc/s, en modulation de fréquence, sans démodulation aux relais intermédiaires non surveillés. Les signaux de son et d'image sont transmis en multiplex. Chaque station est équipée de deux voies commutables.

Les auteurs décrivent quelques particularités de l'équipement. Le modulateur image est équipé de klystrons reflex, les étages amplificateurs U. H. F. de triodes à disques scellés 2C39A. La commutation de voie en cas de panne est purement électronique. Les aériens sont des paraboles de 3 mètres d'ouverture. L'équipement est entré en service officiel en février dernier.

LA LIAISON DE TÉLÉVISION PARIS-LILLE (*Historique et réalisation*) par Y. ANGEL, *Ingénieur en chef* et P. RICHE, *Ingénieur de la Radiodiffusion Française, Télévision*, Onde Electrique d'avril-mai 1952 (pages 152 à 157).

Les auteurs, après avoir rappelé les raisons qui ont motivé le choix de l'itinéraire Paris-Lille pour la réalisation de la première liaison hertzienne de télévision en France, indiquent les principales conditions techniques imposées à cette liaison.

Ils exposent ensuite les conditions dans lesquelles les nombres des stations et les caractéristiques de l'infrastructure ont été déterminées (Pour cette première liaison expérimentale, de grandes portées avec fortes surélévations des stations ont été retenues). Ils retracent ensuite les principales étapes de réalisation et indiquent les résultats obtenus au début de 1952, après une année de mise au point suivie de la mise en service expérimentale.

La conclusion marque un certain optimisme quant à la réalisation de chaînes de relais couvrant de plus longues distances. En vue de telles réalisations, la coopération des nombreux services publics intéressés est hautement souhaitable.

LES ÉQUIPEMENTS DU FAISCEAU HERTZIEN DIJON-STRASBOURG, par R. RIVIERE, *Ingénieur en Chef du Service Multiplex à la Société Française Radioélectrique* et M. SCHWINDENHAMMER, *Ingénieur en Chef de Section au Service Multiplex de la Société Française Radio-électrique* Onde Electrique d'avril-mai 1952, (pages 163 à 173).

Les équipements du faisceau hertzien DIJON-STRASBOURG ont été étudiés pour transmettre 60 voies téléphoniques transportées dans la bande 60 — 300 Kc/s.

Ce faisceau hertzien comporte :

- une station terminale à Dijon (Mont Afrique),
- une station terminale à STRASBOURG (Hotel des Postes),
- une station relais à BESANÇON (Montfaucon),
- une station relais à GUEBWILLER (Grand Ballon).

Les fréquences de transmission sont comprises entre 240 et 275 Mc/s.

Les équipements radioélectriques utilisent le principe de la modulation de fréquence. Ils comportent essentiellement :

Dans les stations terminales :

- un pilote modulé en fréquence, suivi d'étages de multiplication de fréquence et d'un étage de puissance,
- un récepteur du type superhétérodyne avec amplification en moyenne fréquence à 35 Mc/s environ.

Dans les stations relais et par sens de transmission :

- un récepteur identique aux récepteurs terminaux,
- un émetteur alimenté par le récepteur et chargé de retransmettre la HF après conversion du signal et amplification.

PAPERS SUMMARIES

THE PARIS-LILLE TELEVISION RADIO LINK, by Y. ANGEL, *Ingénieur en chef*, and P. RICHE, *Ingénieur de la Radiodiffusion Française, Télévision*, *Onde Electrique*, april-may 1952, (pages 152 to 157).

After an account of the reasons why the Paris — Lille route was chosen for the first television radio link to be built in France the authors of the paper give a survey of the basic technical requirements to which this link had to conform.

The design procedure is described that enabled to determine the various characteristics of the stations, including their number, their sites, their arrangement ; for this first experimental link, stations have been widely spaced and highly raised above the ground level. The main steps of development are reviewed, and results obtained hitherto are given.

In the conclusion, development of longer-range radio links is confidently hoped for by the authors, a close collaboration of all the concerned official departments looking then highly desirable.

THE EQUIPMENTS OF DIJON-STRASBOURG MULTICHANNEL RADIO LINK, by R. RIVIERE, *Ingénieur en Chef du Service Multiplex à la Société Française Radioélectrique* et M. SCHWINDENAMMER, *Ingénieur en Chef de Section au Service Multiplex de la Société Française Radio-électrique* (*Onde Electrique*, april-may 1952, pages 163 to 173).

The equipments of DIJON-STRASBOURG radio link have been designed to handle 60 speech channels translated in the frequency range 60 — 300 kc/s.

This radio link involves :

- a terminal station at DIJON (Mont Afrique),
- a terminal station at STRASBOURG (Post Office building),
- a relay station at BESANÇON (Monfaucon),
- a relay station at GUEBWILLER (Grand Ballon).

The radio frequencies are within the range 240 Mc/s — 275 Mc/s.

The system uses frequency modulation, the main parts or the radio equipments are the following :

In terminal stations :

- a frequency modulated master oscillator followed by frequency multipliers, and an output power amplifier,
- a receiver with an I. F. unit at about 35 Mc/s.

In relay stations (for one way)

- a receiver the same as in terminal stations,
- a transmitter fed by the receiver and delivering the R. F. signal after frequency translation and amplification

RADIO LINKS IN MODERN TELEPHONE NETWORKS, by R. SUEUR, *Ingénieur en chef des P. T. T.* and L. J. LIROIS, *Ingénieur des P.T.T.*, *Onde Electrique*, april-may 1952, (pages 121 to 130).

In the first part of this paper the fundamental features of modern telephone networks using carrier system cables are outlined and the possibility of including radio links into those networks is considered. A classification of radio links as short distance ones or long distance ones is presented and an exemple given of connection between a radio link and a long distance cable.

The second part of the paper reviews the main characteristics of radio links recently brought into service by the French Post Office or now under construction. Short distance radio links for point to point circuits use pulse multichannel systems whereas long distance ones, that should be easily connected to underground cables, work with frequency modulation.

THE CONTRIBUTION OF RADIO LINKS TO THE FIELD OF TELECOMMUNICATIONS, by R. CABESSA, *Chef de service à la Société, Le Matériel Téléphonique*, *Onde Electrique*, april-may 1952, (pages 131 to 151).

Radio links and wire communication systems are compared from four points of view : quality of transmission, origin of various noises, privacy and cost.

An attempt has been made to relate the quality requirements for complete circuits as defined by the CCIR, with the radio equipment and propagation medium characteristics as defined by the CCIR. Existing links are classified into four distinct groups according to the various features required from the equipment.

THE PARIS-LILLE TELEVISION RADIO LINK EQUIPMENT, by J. LAPLUME, S. SCHIRMAN, R. FRATICELLI et R. JEANNIN, *Ingénieurs au département Radar-Hyperfréquences de la Compagnie Française Thomson Houston*, *Onde Electrique*, april-may 1952, (pages 152 to 157).

The television radio link installed by the Compagnie Française Thomson Houston between Paris and Lille operates in the 900 — 1 000 Mc/s band, and uses frequency modulation without demodulation in the unattended repeater stations. The sound and picture signals are transmitted in multiplex. Each station is provided with two channels.

Some particular features of the equipment are described. The picture modulator is equipped with reflex klystrons, the U F H amplifier stages with 2C39A disc-sealed triodes. The channel switching in case of failure is entirely electronic. The aerials are 10 feet aperture parabolas. The system has been put into formal operation in last February.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

LES ÉQUIPEMENTS DU FAISCEAU HERTZIEN PARIS-LILLE, par MM. H. GUTTON, J. FAGOT et J. HUGON, *Ingénieurs au Centre de Recherches Techniques de la Compagnie Générale de T. S. F.*, Onde Electrique d'avril-mai 1952, (pages 174 à 180).

L'exposé concerne les équipements destinés au FAISCEAU HERTZIEN PARIS-LILLE, prévu par l'Administration des P. T. T. Ce faisceau comprend quatre relais et deux terminaux.

Étant donné les signaux à transmettre : 3 fois 240 voies téléphoniques suivant la technique des courants porteurs (un ensemble de 240 voies pouvant être remplacé par un signal de télévision à haute définition), les solutions techniques adoptées sont exposées. On notera en particulier : la longueur d'onde de 8 cm, le système à modulation de fréquence avec une excursion de fréquence de ± 4 Mc/s, la puissance de 1 watt, la surface des aériens 7 m^2 . Compte tenu des interférences possibles, un plan de fréquences a été établi dont on justifie les principes.

On trouve ensuite la description des divers éléments constitutifs des équipements. Les équipements des relais comprennent un mélangeur d'entrée, un amplificateur moyenne fréquence à 105 Mc/s, un mélangeur de sortie et un amplificateur hyperfréquence à deux tubes à ondes progressives. Les terminaux sont directement dérivés des relais. L'oscillateur de départ est un klystron modulé par son réflecteur. La démodulation s'effectue par un discriminateur à lignes.

Des résultats sont donnés sur les aériens (cornets utilisant des lentilles frontales), et des indications sont fournies sur l'installation de l'ensemble dans les tours hertziennes.

UN NOUVEAU TYPE DE LENTILLES EN HYPERFRÉQUENCES, par J. C. SIMON, *Docteur ès Sciences, Ingénieur au département Recherches Générales de la Compagnie Générale de T. S. F.*, Onde Electrique d'avril-mai 1952, (pages 181 à 189).

En empilant des plaques métalliques percées d'ouvertures circulaires dont les diamètres et les espacements sont de l'ordre de la longueur d'onde, on peut constituer des lentilles hertziennes, analogues à une lame d'épaisseur fixe et d'indice variable.

Outre leur fonction de lentille, leur constitution permet des retouches pour la correction locale des déformations des surfaces de phase. Il en résulte un perfectionnement des projecteurs d'ondes décimétriques.

En se perfectionnant, la technique des aériens UHF, de dimensions grandes devant la longueur d'onde, se rapproche de l'optique instrumentale classique. Les défauts essentiels de ces aériens procèdent en effet bien plus d'aberrations analogues à celles de l'optique classique que de propriétés de diffraction.

ÉVALUATION DU RAPPORT SIGNAL-BRUIT D'UNE LIAISON RADIO MULTIPLEX par J. DASCOTTE, *Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »*, Onde Electrique d'avril mai 1952, (pages 202 à 208).

L'établissement de liaisons radiomultiplex présume l'évaluation d'un rapport signal sur bruit probable dépassé pendant 99 % du temps.

L'article ci-dessous résume les méthodes et procédés de calcul permettant dans la majorité des cas de prévoir avec une approximation suffisante l'atténuation de propagation sur chaque section de répéteurs et par conséquent d'en déduire le rapport signal sur bruit des circuits complets constitués par une liaison comprenant un certain nombre de ces sections de répéteurs en série.

UTILISATION DE LA MODULATION D'IMPULSIONS POUR LA TRANSMISSION D'UN GROUPE DE VOIES TÉLÉPHONIQUES EN PROVENANCE DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS, par L. J. LIBOIS, *Ingénieur des P. T. T.*, Onde Electrique d'avril-mai 1952, (pages 190 à 196).

Après avoir indiqué l'intérêt que présente la possibilité de transmettre en modulation d'impulsions un groupe de voies téléphoniques « à courants porteurs » on examine le problème de la distorsion en modulation d'impulsions. Plusieurs causes de distorsions sont à retenir qui peuvent être à l'origine d'une diaphonie entre voies.

Distorsions dues aux bandes latérales du spectre des impulsions modulées.

Distorsions dues à la limitation de bande de la voie de transmission.

Non linéarité des caractéristiques de modulation et de démodulation.

On donne quelques résultats de mesures effectuées sur un équipement prévu pour la transmission d'un groupe de 24 voies. Dans un dernier paragraphe on compare au point de vue du rapport signal/bruit ce procédé de transmission multiplex avec les systèmes multiplex à répartition dans le temps plus couramment utilisés en modulation d'impulsions. On montre sur un exemple que les deux systèmes sont sur ce point sensiblement équivalents.

UTILISATION DE LA TECHNIQUE DES IMPULSIONS DANS L'ÉTABLISSEMENT DES RÉSEAUX DE TRANSMISSION COMPLEXES, par G. POTIER, *Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »*, Onde Electrique d'avril-mai 1952, (pages 197 à 201).

Comme tout nouveau procédé de transmission, la technique des transmissions multiplex à répartition des voies dans le temps, sous forme d'impulsions modulées, a d'abord été utilisée pour effectuer les liaisons point à point. Dans l'article ci-dessous on examine comment elle se prête à la constitution des réseaux complexes, correspondant aux conditions d'exploitation.

Le procédé de modulation des impulsions qui peut être de tout type actuellement connu n'est pas précisé, non plus d'ailleurs que le procédé de transmission, celle-ci pouvant s'effectuer aussi bien par fil que par radio. Seuls sont examinés les procédés de multiplexage permettant de réaliser des réseaux complexes, dans les conditions les plus avantageuses.

UNE MÉTHODE PRATIQUE POUR LA CONCEPTION DES ANTENNES PARABOLIQUES EN MICRO-ONDES, par J. DESCHAMPS, *Ingénieur à la Société Française Radioélectrique*, et G. G. ESCULIER, *Ingénieur-conseil, ancien élève de l'Ecole Polytechnique*, Onde Electrique d'avril-mai 1952, (pages 209 à 213).

Le but de cet article est de présenter une méthode systématique de travail permettant aux ingénieurs d'effectuer avec le maximum d'efficacité l'étude et la mise au point d'antennes de ce genre. Nous avons donc laissé de côté les considérations purement théoriques pour mettre l'accent sur l'utilisation combinée des mathématiques et des mesures expérimentales dans une succession d'étapes qui conduisent au résultat final recherché : un aéroportant répondant aux spécifications et dont l'étude aura été effectuée dans les meilleures conditions possibles de prix et de délais.

PAPERS SUMMARIES (Continued)

APPLICATION DE PULSE MODULATION TO THE TRANSMISSION OF A CARRIER TELEPHONE SYSTEM CHANNELS GROUP, by L. J. LIBOIS, *Ingénieur des P. T. T.*, *Onde Electrique*, april-may 1952 (pages 190 to 196).

Mention is made of the advantage obtained in transmitting a speech channels group from a carrier system by pulse modulation. Distorsion in pulse modulation is discussed, several kinds of distorsions may give rise to cross talk :

Distorsions due to sidebands of modulated pulses spectrum.

Distorsions due to the limited bandwith of the transmission channel.

Non linearity of modulators and demodulators.

Experimental results are given showing the performances of an equipment designed to handle a 24 channels group. In the last part of the paper this multichannel system and time division systems more generally used with pulse modulation are compared with particular reference to signal/noise ratio. Both systems may be considered as equivalent from this point of view.

THE USE OF PULSE TECHNIQUE IN COMPLEX TRANSMISSION NETWORKS, by G. POTIER, *Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »*, *Onde Electrique* april-may 1952, (pages 197 to 201).

Time division multiplex systems of transmission were in the early stage applied to traighforward point to point communication. The present paper deals with their ability to solve the problems related with complex networks as required by pratical operating conditions.

The main purpose of this paper is to study in this respect teh most appropriate means of multiplexing regardless of the actual pulse modulation system and wire or radio transmission system involved.

SYSTEMATIC APPROACH TO THE DESIGN OF PARABOLIC MICROWAVES ANTENNAS, by J. DESCHAMPS, *Ingénieur à la S. F. R.* and G. G. ESCULIER, *Ingénieur Conseil, anciens élèves de l'Ecole Polytechnique*. *Onde Electrique*, april-may 1952, (pages 209 to 213).

This paper presents a systematic approach to the design of parabolic microwaves antennas. Mere theoretical analysis has been avoided and emphasis has been brought on the combined use of mathematics and experimental measurements. Successive steps of the design work are described, to enable engineers reach the main objective : an antenna, within specifications limits, designed in the best money-and-time saving conditions.

THE EQUIPMENT OF DIJON-STRASBOURG MULTICHANNEL RADIO LINK, by H. GUTTON, J. FAGOT et J. HUGON, *Ingénieurs au Centre de Recherches Techniques de la Compagnie Générale de T. S. F.*, *Onde Electrique*, april-may 1952, (pages 174 to 180).

This paper describes the equipments designed for the radio link between Paris and Lille, planned by the french Post Office. This radio link is provided with four relay stations and two terminals.

Description is given of the technical solutions adopted for the transmission of 3 groups, each of 240 telephone channels ; one of which can be replaced by a high-definition (819 lines) television chanel.

Particulars : 8 cm wavelength frequency modulation ± 4 Mc/s, 1 watt output power, 7 sq.m (77 sq ft) surface of aerials.

A frequencies allocation plan, the principales of which are given has been carried out for both ways of transmission in order to avoid mutual interferences.

The different units of the equipements are described. The equipments of a relay include an input mixer, an I. F. amplifier at 105 Mc/s, an output mixer and a S. H. F. amplifier using two travelling wave tubes. The terminal equipments are derived from those of relays. The transmitter oscillator is a klystron type K. R 63 modulated by its repeller. Final discrimination is effected by mean of a transmission lines and crystals device.

Data on the aerials (horns with front lenses) are given, as well as on the installation of the equipment in microwave link towers.

A NEW TYPE OF LENSES IN MICROWAVES, by J. C. SIMON, *Docteur ès Sciences, Ingénieur au Département Recherches Générales de la Compagnie Générale de T. S. F.*, *Onde Electrique*, april-may 1952, (pages 181 to 189).

U. H. F. lenses analogous to optic lenses of constant width and variable index are built with metallic plates drilled with circular holes, the diameter and spacing of which are of the order of wave length.

As they improve U. H. F. aerials of big dimensions versus wavelength compare with classical optic instruments. Their usual faults come mainly from aberrations of the wave surface.

Beside their properties of convergence this new type of lenses allows the easy correction of a phase surface. Thus their use introduces an improvement in the quality of antennas.

ESTIMATING THE SIGNAL-TO-NOISE RATIO OF A MULTIPLEX RADIO LINK, by J. DASCOTTE, *Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »*, *Onde Electrique*, april-may 1952, (pages 202 to 208).

In engineering a multiplex radio link an essential preliminary step is to estimate the signal to-noise ratio which will probably be exceeded more than 99 % of the time.

The methods are summarized which give in a majority of cases a relatively satisfactory estimation of path attenuation for a given repeater section.

LES FAISCEAUX HERTZIENS DANS LES RÉSEAUX TÉLÉPHONIQUES MODERNES

PAR

R. SUEUR

Ingénieur en chef des P. T. T.

ET

L. J. LIBOIS

Ingénieur des P. T. T.

L'armature du réseau français de câbles téléphoniques à grande distance est actuellement en cours de modernisation.

D'une part, les lignes pupinisées des grands parcours du réseau de 1939 sont dépupinisées pour permettre leur utilisation en courants porteurs à 12 et à 24 voies, d'autre part, les câbles souterrains que l'on pose sont du type « coaxial » et utilisés en téléphonie par courants porteurs.

L'organisation de la transmission sur ces lignes est basée sur la définition et sur l'emploi de « groupes de voies téléphoniques ». Une définition des groupes a pu être donnée et recommandée par le

I. — ORGANISATION GÉNÉRALE DES RÉSEAUX

1^o Définition des groupes de voies.

En premier lieu on définit le « groupe primaire de base », il comprend 12 voies réparties dans l'échelle des fréquences de 4 en 4 kc/s, par transposition en modulation d'amplitude du type « bande unique ». La voie téléphonique comprise entre 300 et 3400 p/s module soit un porteur de fréquence convenable, soit successivement plusieurs porteurs, un filtrage laisse subsister l'une des bandes principales de modulation.

Il existe deux types de groupes primaires de base. Le groupe A où les voies sont placées entre 12 et

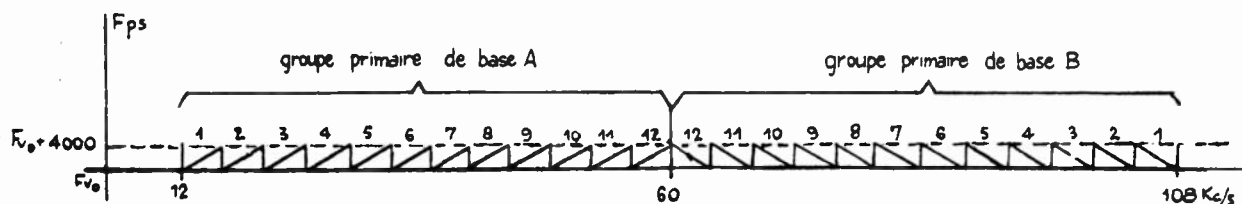


FIG. 1.

C. C. I. F., de sorte que le réseau européen de lignes à courants porteurs peut actuellement se développer sur des bases homogènes.

L'homogénéité de ces bases était nécessaire pour permettre, d'une part à tout pays, de structure téléphonique à grande distance importante, de profiter des avantages économiques procurés par l'identité des équipements des lignes nationales et des lignes internationales, d'autre part d'éviter le transfert une à une des voies téléphoniques aux points nodaux des câbles lorsque de nombreuses voies sont à transférer en ces points.

60 kc/s, le groupe B où elles sont réparties entre 60 et 108 kc/s, la figure 1 en montre la disposition, F_{vo} est la fréquence porteuse virtuelle de la voie considérée.

Cinq groupes primaires (60 voies) transposées par modulation d'amplitude de chaque groupe et assemblés, suivant le schéma de la fig 2 constituent un « groupe secondaire de base ».

Suivant la bande de fréquences dont on dispose sur la ligne à grande distance considérée, on répartit ensuite les groupes secondaires dans cette bande d'après le schéma de la fig. 3. Le C.C.I.F. donne

actuellement une répartition pour un nombre maximum de 16 groupes secondaires, qui correspond au maximum des possibilités de transmission des lignes coaxiales européennes existantes.

doivent être considérés comme de véritables câbles, établis entre deux points déterminés après passage par un certain nombre de points de transferts.

C'est ainsi qu'après avoir créé le groupe tertiaire

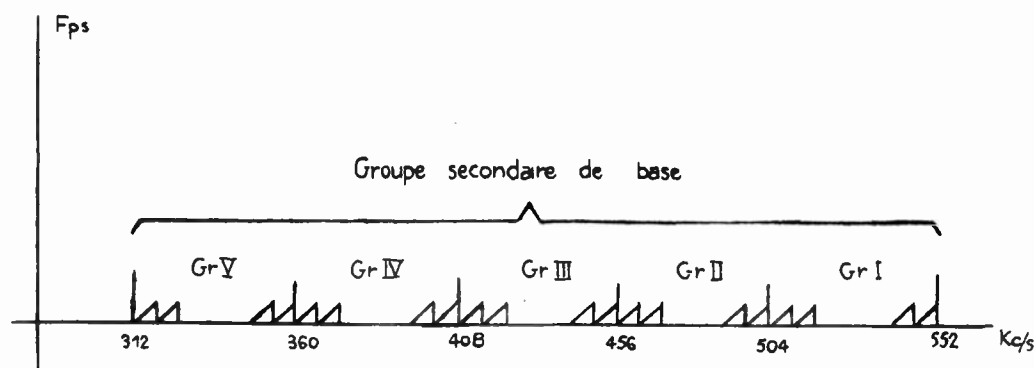
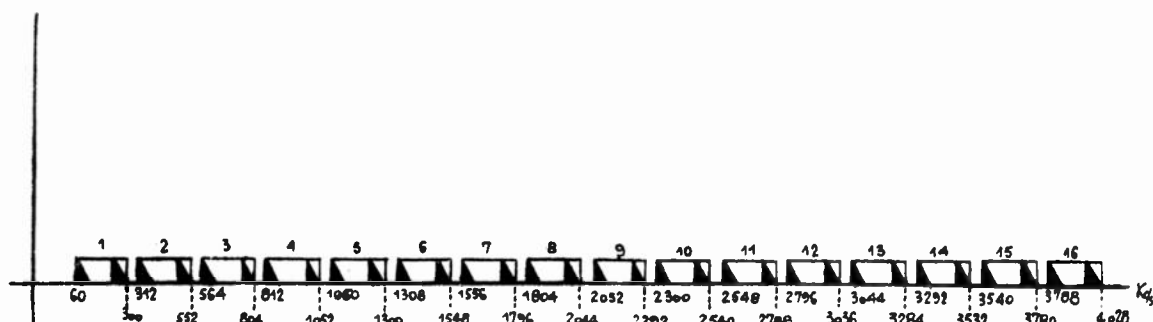


Fig. 2.

Chaque groupe de voies, primaire ou secondaire, est accompagné d'un courant pilote, émis en permanence à un niveau assez bas, pour permettre d'effec-

qui comprend 3 groupes secondaires (180 voies) on a défini les canaux principaux indiqués sur la fig. n° 1. où :



3° Réseaux régionaux.

Le problème de la téléphonie nationale entre grands centres démographiques est résolu par les solutions précédentes, par le fait que les artères téléphoniques à grande distance passent toujours par ces grands centres.

Lorsqu'il s'agit de prolonger les grandes artères sur des centres régionaux ou de relier entre eux les centres intrarégionaux les solutions sont différentes.

Il s'agit là de circuits téléphoniques groupés en petit nombre dans un même faisceau et le groupement des voies par modulation d'amplitude préalable n'est pas toujours la solution la plus économique lorsque les systèmes à courants porteurs peuvent être utilisés.

De ce fait une liberté plus grande est laissée dans la conception des systèmes qui peuvent alors être du type « poste à poste ».

1° Les faisceaux ou câbles hertziens.

Un réseau moderne comprendra donc deux catégories principales de faisceaux hertziens :

- Les faisceaux hertziens à grande distance.
- Les faisceaux hertziens régionaux.

a) *faisceaux hertziens à grande distance.*

Les faisceaux hertziens à grande distance apparaissent à un moment où les réseaux de câbles souterrains sont très développés, ils doivent de ce fait s'adapter aux systèmes existants.

Le faisceau hertzien, considéré comme un canal de transmission sera donc organisé comme une ligne souterraine à courants porteurs pour pouvoir, aux points où il rencontre d'autres faisceaux hertziens ou des câbles souterrains, en extraire et y introduire des groupes primaires, secondaires, tertiaires etc... de voies.

Par ailleurs, si la largeur de bande globale du câble hertzien est suffisante on l'utilisera à la transmission des signaux de télévision.

L'administration des P.T.T. dispose actuellement de deux types de systèmes, tous deux à modulation de fréquence, l'un à 60 voies qui transmet le groupe secondaire n° 1, (60 à 300 kc/s), le second à trois canaux dont chacun peut transmettre soit les signaux de télévision du standard à 819 lignes, soit deux groupes tertiaires de voies téléphoniques. Ces deux systèmes sont décrits plus loin. Un essai a été tenté de moduler des impulsions avec deux groupes primaires de voies, les résultats ont permis d'envisager le développement de ce système, il sera utilisé pour prolonger les grandes artères sur les centres régionaux lorsqu'on a besoin de 12 ou de 21 voies, ou pour établir des liaisons à grande distance à infrastructure légère.

b) *faisceaux hertziens régionaux.*

En France les faisceaux hertziens régionaux ne comportent pas un grand nombre de voies téléphoniques, par ailleurs leur nature de « système poste à poste » autorise de traiter le problème des multi-

plex téléphoniques d'extrémités sur des bases techniques de nature propre à rendre l'ensemble du système hertzien le plus économique possible. La modulation d'impulsions procure actuellement les meilleures solutions et l'on trouvera plus loin la description des systèmes à 6, 12, 24 voies utilisés.

En réalité le seul problème est celui du prix du multiplex téléphonique. Le multiplex à 12 voies à modulation d'amplitude utilisé sur les câbles à grande distance est handicapé, à courte distance, par le prix des accessoires de génération des courants porteurs. Par contre, certains multiplex à modulation d'amplitude où l'on transmet le porteur et les deux bandes latérales de modulation, vont dans un avenir proche se présenter comme des concurrents sérieux des systèmes à impulsions.

Là encore les réseaux régionaux vont s'édifier en tenant compte de l'existence des câbles souterrains, toutefois la téléphonie régionale par courants porteurs n'en est qu'à ses débuts, il sera donc aisé d'opérer un choix de multiplex téléphonique tel qu'il puisse être utilisé aussi bien sur les câbles souterrains que sur les câbles hertziens.

Dans ce domaine un avenir intéressant semble réservé en France aux systèmes à modulation codée. La création de lignes coaxiales régionales de très faible diamètre (0,9/3,2 mm.) et l'aptitude de la modulation codée d'impulsions de s'accommoder d'écart signal-bruit très faibles font que les lignes coaxiales régionales pourront être équipées de répéteurs à très grand gain, (10 à 12 Népers) sans réaction négative forte, sans régulation précise des effets de température et que de ce fait, les faisceaux hertziens régionaux pourraient très bien être basés sur l'emploi de multiplex à impulsions codées.

De tels systèmes sont en cours de développement au service des Recherches et du Contrôle Techniques des P.T.T.

5° Exemple d'équipement d'interconnexion de câbles.

L'exemple choisi est celui du faisceau hertzien DIJON-STRASBOURG à 60 voies. Le schéma de principe est donné par la figure 5.

On y trouve tous les appareils qui permettent de transférer les groupes primaires de 12 voies du câble souterrain à courants porteurs à 24 voies PARIS-DIJON-LYON, au faisceau hertzien à 60 voies DIJON-STRASBOURG. Les différents changements de fréquence sont indiqués, on vérifie que les bandes utilisées sont conformes à celles recommandées par le C.C.I.F. pour les câbles à grande distance. Les niveaux relatifs de puissance aux points de jonction des appareils sont indiqués en Népers.

II. — CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES

DE QUELQUES TYPES DE FAISCEAUX HERTZIENS

On trouvera ci-après les caractéristiques générales de quelques types de faisceaux hertziens récemment mis en service par l'Administration des P.T.T. ou en cours de réalisation actuellement.

1^o Faisceaux hertziens régionaux.

Dans l'état actuel de la technique, les systèmes multiplex « à répartition dans le temps » utilisant la modulation d'impulsions apportent, comme nous l'avons dit une solution intéressante à ce problème. Rappelons qu'il s'agit d'un trafic poste à poste ou empruntant des câbles téléphoniques basse-fréquence.

L'autre extrémité est située au sémaphore de HENNEQUEVILLE : les aériens sont fixés sur un support de 3 mètres de hauteur ancré au sol comme le montre la fig. 6. La station hertzienne de HENNEQUEVILLE est reliée au bureau de poste de DEAUVILLE par un câble téléphonique « à paires symétriques ».

Les équipements de chaque station comprennent :

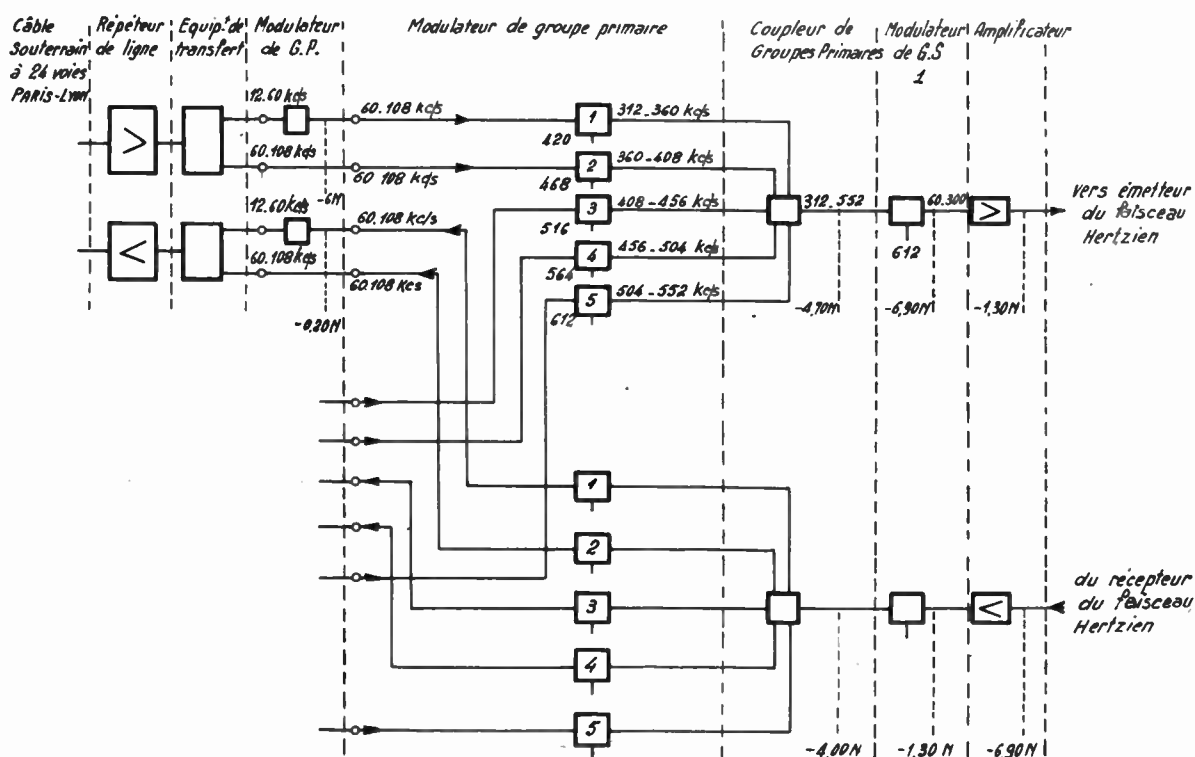


Fig. 5.

Une liaison de ce type est en service actuellement depuis un an entre DEAUVILLE et le HAVRE. Les équipements de la station du HAVRE sont installés

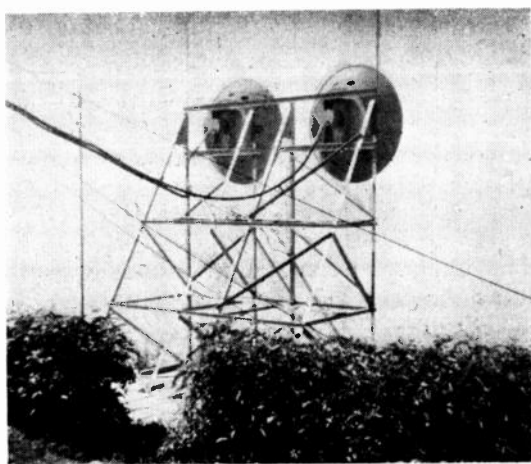


Fig. 6. — Station hertzienne de Hennequeville

au centre d'amplification des Lignes à Grande Distance : les aériens, paraboliques de 1,50 m de diamètre, sont placés sur la terrasse de cette station.

— un système multiplex à impulsions à 12 ou 21 voies, utilisant la modulation d'impulsions en position : la fréquence de répétition des impulsions est de 8 000 p/s la largeur moyenne des impulsions 0,5 à 0,7 μ s. Pour plus de détails on pourra se reporter à l'article paru dans l'Onde Electrique, en janvier 1950 et intitulé : « Un équipement multiplex à impulsions à 21 voies téléphoniques »

— un équipement émetteur récepteur fonctionnant sur une longueur d'onde de 20 cm environ. Cet équipement comporte deux triodes à disques scellés (type R. 243) l'une faisant fonction d'oscillateur local de réception et l'autre d'émetteur. La lampe d'émission est autooscillatrice ; elle est modulée sur sa plaque par le train des impulsions : la puissance de crête est de l'ordre de quelques watts seulement ce qui suffit cependant à assurer une liaison de très bonne qualité malgré le mauvais dégagement des aériens de la station du HAVRE.

Cette liaison est prévue pour fonctionner sans surveillance permanente, la maintenance périodique locale devant s'effectuer tous les quinze jours seulement. Cette maintenance consistera d'ailleurs essentiellement en quelques mesures simples telles que : mesures, par l'intermédiaire de prises prévues à cet effet, des courants de plaque des différentes

lampes, contrôle et réglage des équivalents des circuits, mesure des tensions d'appel, contrôle de la fréquence des oscillateurs U.H.F. Remarquons à ce sujet que les oscillateurs U.H.F. ne sont pas stabilisés en fréquence, mais la bande passante des récepteurs est suffisante pour que les dérives qui normalement peuvent se produire ne soient pas gênantes pour la liaison : l'expérience a montré d'ailleurs que ces dérives étaient faibles.

Les systèmes multiplex à impulsions semblent donc d'une utilisation commode lorsqu'il s'agit de faisceaux hertziens à faible nombre de voies (ne dépassant pas 24 par exemple) qui ne sont pas destinés à s'intégrer dans le réseau des câbles à courants porteurs. Les systèmes pourront différer entre eux par la fréquence de fonctionnement ou le type de modulation utilisée : leur caractéristique commune sera la répartition des différentes voies dans le temps et non dans l'échelle des fréquences. En ce qui concerne la modulation de l'onde porteuse par les impulsions elle s'effectue en général en amplitude, l'émetteur étant modulé par tout ou rien par le signal composite, mais il peut être intéressant dans certains cas de moduler en fréquence l'onde porteuse (équivalent du « carrier shift » utilisé en télégraphie). Ce procédé présente des avantages surtout dans le domaine des hyperfréquences où l'on dispose de klystrons qu'il est commode de moduler en fréquence et permet en particulier d'éliminer toute difficulté relative au bruit de fond propre de l'émetteur : on sait en effet qu'en modulation d'amplitude le bruit de fond propre de l'émetteur peut être prohibitif si l'on ne prend pas certaines précautions (oscillateur de catalyse ou plus simplement autocatalyse de l'émetteur lui-même par faible oscillation permanente).

Dans l'hypothèse d'un système prévu pour fonctionner sur une longueur d'onde courte (3 cm par exemple) les caractéristiques générales d'un équipement type peuvent être les suivantes :

- 12 voies et une voie de service.
- Modulation d'impulsions en position.
- Modulation de la porteuse en fréquence.
- Puissance d'émission 50 à 100 mW.
- Aérien de 1m² de surface environ, pouvant être commun à l'émission et à la réception. Un équipement relais serait constitué simplement par l'ensemble de deux équipements terminaux émetteurs-récepteurs.

MULTIPLEX A MODULATION CODÉE

Il n'est pas dans notre intention de faire ici une analyse approfondie de ces systèmes qui n'ont encore donné lieu qu'à des réalisations expérimentales. Cependant il convient dès maintenant de les inscrire dans la liste des équipements multiplex qui pourront être utilisés dans un proche avenir pour les liaisons par faisceaux hertziens. Ces systèmes, comme on le sait, sont du type « à répartition dans le temps » et utilisent en général la modulation d'impulsions par tout ou rien (code binaire). L'avantage principal de ce genre de transmission réside dans la protection excellente de l'intelligence du signal contre toute perturbation extérieure :

bruit de fond, parasites, interférences entre voies ou entre canaux haute fréquence etc...

Nous voudrions signaler également un autre intérêt pratique important de ce procédé de modulation. Contrairement aux systèmes classiques de modulation par impulsions (modulation d'impulsions en position par exemple) les systèmes de modulation codée se prêtent très bien à ce que l'on pourrait appeler un « remultiplexage dans le temps ». Considérons des équipements à courants porteurs (multiplex à répartition de fréquences), le groupe de base est le 12 voies qui en fréquences occupe une bande de 48 kc/s : lorsque l'on a besoin d'un nombre de voies plus important on juxtapose en fréquences plusieurs groupes de 12 voies. Dans les systèmes multiplex à répartition dans le temps utilisant la modulation d'impulsions du type classique on est pratiquement dans l'obligation de grouper les systèmes de base par l'intermédiaire de fréquences porteuses différentes ce qui conduit à multiplier non seulement les équipements multiplex eux-mêmes mais également les émetteurs et les récepteurs, l'aérien pouvant être commun à plusieurs équipements. En modulation codée un remultiplexage dans le temps est possible en intercalant entre deux impulsions consécutives provenant d'un même équipement multiplex des impulsions en provenance d'autres équipements, dans la limite de la bande passante de la voie de transmission bien entendu.

La modulation codée se prête donc particulièrement bien par sa souplesse de mise en œuvre et les avantages qu'elle présente du point de vue de la transmission à la constitution de réseaux hertziens complexes et devant offrir des possibilités d'extension. Dans le pays où l'armature du réseau téléphonique est à base de câbles à courants porteurs ces systèmes ne présentent pas un intérêt aussi net. Cependant sans préjuger du domaine d'utilisation propre des systèmes à modulation codée le Service des Recherches et du Contrôle Technique des P.T.T. a entrepris l'étude d'un équipement multiplex à 12 voies (plus une voie de service) basé sur l'utilisation de « la modulation en Δ ». (cf. article paru dans l'Onde Electrique, de Janvier 1952 : « Un nouveau procédé de modulation codée : la modulation en Δ »). La fréquence de répétition des impulsions de code est pour un tel système de 1 Mc/s au plus ; l'impulsion de synchronisation ne se distingue des autres impulsions de code que par sa cadence de répétition ; quant à la bande passante nécessaire à la transmission elle peut être idéalement égale à la moitié de la fréquence de répétition : pratiquement elle sera de l'ordre de 1,5 à 2 fois supérieure.

L'équipement multiplex serait environ 40 % à 50 % plus complexe que l'équipement équivalent en modulation d'impulsions en position, si l'on chiffre la complexité en fonction du nombre de lampes de l'équipement. Quant aux émetteurs et aux récepteurs ils peuvent être bien entendu du même type que ceux utilisés dans les systèmes actuels en modulation d'impulsion. Un équipement radio prévu pour 24 voies en modulation de position transmettra également sans difficulté 24 voies en modulation codée et même dans la plupart des cas 36 voies.

2° Faisceaux hertziens à grande distance.

Dans le domaine des liaisons à grande distance l'Administration des P.T.T. a actuellement en service entre DIJON et STRASBOURG un faisceau hertzien à nombre moyen de voies et en cours de réalisation entre PARIS et LILLE un faisceau hertzien à 3 canaux, à grande capacité. On trouvera dans deux articles de ce numéro la description des équipements de ces systèmes. Nous n'en rappellerons ici que les caractéristiques générales.

a) Faisceau hertzien DIJON-STRASBOURG

La capacité maxima de transmission de cette liaison est de 60 voies téléphoniques. Les principales caractéristiques du système sont les suivantes :

- Bande de modulation : 60 - 300 kc/s
- Fréquences porteuses : 240 Mc/s, 249 Mc/s, 266 Mc/s, 275 Mc/s (plan à 4 fréquences)
- Type de modulation : modulation de fréquence
- Excursion nominale par voie : 100 kc/s (pour un niveau de modulation 0 appliqué en un point de niveau relatif 0)
- Bande nominale d'un canal HF : 1 Mc/s
- Puissance d'émission : 20 W
- Gain des aériens : 12 dB environ (aériens type Chireix Mesny)

La liaison comprend deux relais intermédiaires situés à MONTFAUCON (près de BESANCON) et au Grand Ballon (GUEBWILLER). La station terminale

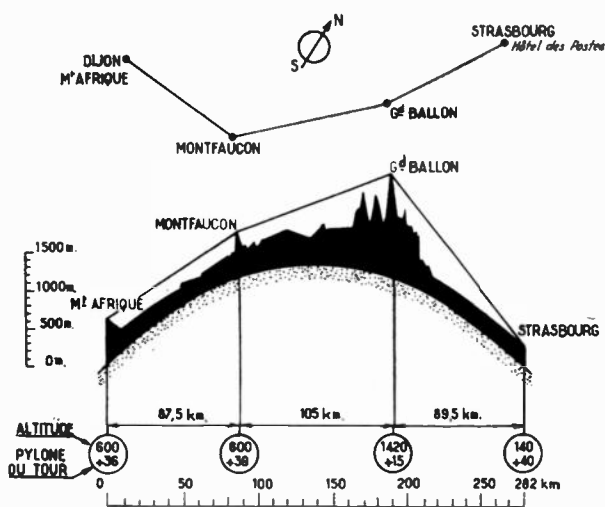


FIG. 7.

de DIJON est située au MONT AFRIQUE, celle de STRASBOURG dans la ville même à l'Hôtel des Postes. La figure 7 donne le diagramme du parcours hertzien et la coupe approximative du terrain entre les différentes stations : la section la plus longue est celle comprise entre les deux stations relais (105 km) mais le trajet est bien dégagé.

Les solutions qui ont été adoptées en ce qui concerne les bâtiments ont été dictées par les circonstances locales. Au MONT AFRIQUE la station est provisoire : les équipements ont été placés dans un baraquement en bois au pied d'un pylône existant

qui supporte les aériens (fig. 8). A MONTFAUCON le Service des Lignes à Grande Distance des P.T.T. a fait aménager la casemate d'un ancien fort dans l'enceinte duquel se trouve la station : les aériens sont fixés sur les plateformes supérieures d'une

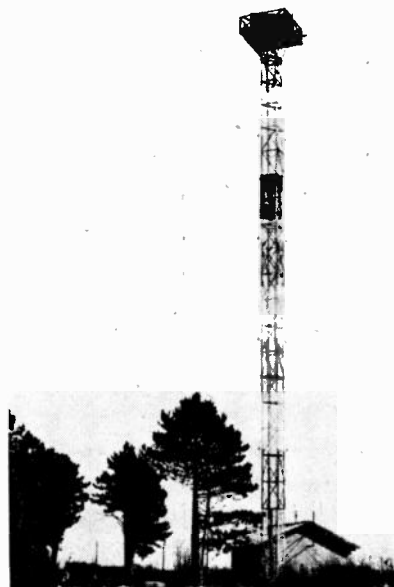


FIG. 8. — Station hertzienne du Mont Afrique

pylône métallique de 40 m qui s'élève à proximité de la casemate (fig. 9). Au Grand Ballon (fig. 10) la station créée de toutes pièces a la forme d'une tour carrée sur la terrasse de laquelle ont été disposés

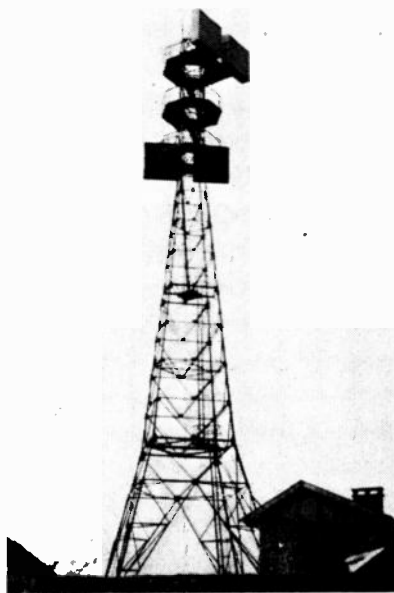


FIG. 9. — Pylône de la station de Montfaucou

les 4 aériens du relais : un téléphérique pour le transport du matériel relie la station à la route d'accès au Grand Ballon qui passe à quelques centaines

de mètres plus bas. Quant à la station de STRASBOURG elle est située à l'Hôtel des Postes dans les locaux du centre d'amplification des câbles souterrains à grande distance : la tour de l'Hôtel des Postes au sommet de laquelle se trouvent les aériens a été surélevée d'un étage, les équipements hertziens sont placés à l'étage supérieur de cette tour.

Les installations d'énergie de chaque station comportent deux groupes électrogènes de secours : les moteurs diesel démarrent automatiquement en cas de panne du secteur, le temps de rétablissement de la tension est de 5 secondes ; le second groupe est en réserve et entre automatiquement en fonctionnement en cas de défaillance du premier (fig. 11).

Les stations de ce faisceau hertzien sont surveillées localement : un logement a été prévu dans les stations de MONTFAUCON et du Grand Ballon pour le Chef de centre et sa famille. En ce qui concerne les stations terminales nous avons prévu une télésignalisation sommaire qui permet d'en surveiller le fonctionnement depuis les centres d'amplification de DIJON et de STRASBOURG. A DIJON par exemple la station hertzienne du MONT AFRIQUE se trouve à une douzaine de kilomètres du centre d'amplification : un dispositif de télésignalisation permet d'y transmettre les indications essentielles relatives au fonctionnement des équipements (manque secteur, fonctionnement du groupe électrogène n° 1, fonctionnement du groupe électrogène n° 2, puissance d'émission, champ reçu contrôlé à la sortie de l'amplificateur MF, fonctionnement de l'amplificateur

55 dB en période normale de propagation ce qui permet d'établir de très bonnes communications. Des expériences de propagation effectuées pendant un an sur une longueur d'onde analogue nous

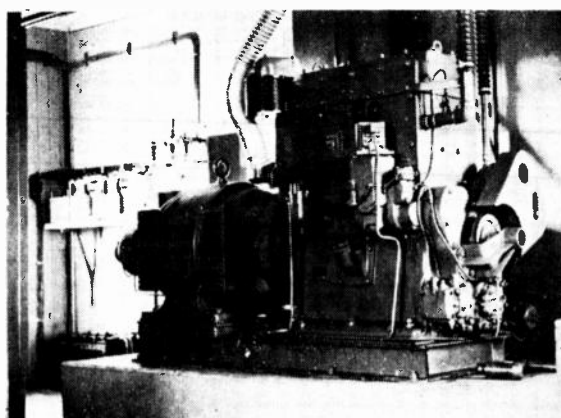


FIG. 11. — Groupe électrogène de secours (Station de Mont Afrique)

avaient montré que des fadings profonds ne sont guère à craindre sur des trajets de ce genre : les mois d'été sont cependant à ce point de vue plus défavorisés que les mois d'hiver.

La maintenance et l'entretien des équipements du faisceau hertzien DIJON-STRASBOURG s'effectueront suivant des principes aussi semblables que possible à ceux mis en œuvre dans les liaisons par câbles. On distinguera par exemple :

- la maintenance périodique générale de la liaison, c'est à dire essentiellement : les mesures d'affaiblissement de transmission (dans la bande de modulation 60-300 kc/s), les mesures de bruit de fond, les mesures de distorsions de non linéarité (diaphonie).

- la maintenance périodique locale des équipements. Cette maintenance ne nécessite pas, en principe, la coupure de la liaison (mesures des courants de plaque des différentes lampes, contrôle de la puissance d'émission, de l'amplification du récepteur, etc...). Cependant il sera nécessaire de temps à autre d'effectuer des contrôles plus complets qui nécessiteront la coupure de la liaison (vérification de l'adaptation des feeders d'aériens, contrôle des organes de modulation : mesure de l'excursion de fréquence notamment, mesures des gains et des bandes passantes de différents étages tels que amplificateurs HF et MF, étages de transposition des relais etc...).

La figure 12 donne une vue d'ensemble des équipements d'une station relais (Montfaucon).

b) Faisceau hertzien type PARIS-LILLE.

Comme précédemment nous nous contenterons de rappeler ci-dessous les caractéristiques essentielles de la liaison, les équipements étant décrits en détail dans l'article que l'on trouvera plus loin dans ce numéro.

Trois canaux à large bande (largeur de bande nominale 20 Mc/s) sont prévus pour ce faisceau

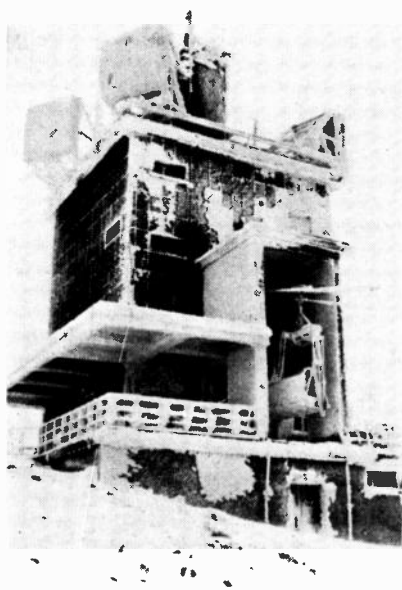


FIG. 10. — Tour du Grand Ballon

de ligne...) D'autre part la voie de service propre au faisceau hertzien peut être renvoyée au centre d'amplification de DIJON qui peut ainsi appeler l'une quelconque des stations hertziennes.

Quant à la qualité de transmission elle est caractérisée essentiellement par le rapport signal/bruit de fond + diaphonie qui est compris entre 50 et

hertzien. A chaque canal correspond deux fréquences (plan à deux fréquences et non à quatre fréquences comme dans le cas du DIJON-STRASBOURG)

C_1	3570 Mc/s	—	3850 Mc/s
C_2	3640 Mc/s	—	3920 Mc/s
C_3	3710 Mc/s	—	3990 Mc/s

Ces fréquences peuvent être réparties en deux groupes : un groupe inférieur (3570 à 3710 Mc/s) et un groupe supérieur (3850 à 3990 Mc/s). Dans chaque relais il y a permutation des deux groupes entre réception et émission (fig. 13)

Chaque canal peut transmettre soit un signal vidéo de télévision à haute définition soit plusieurs groupes secondaires de voies téléphoniques.

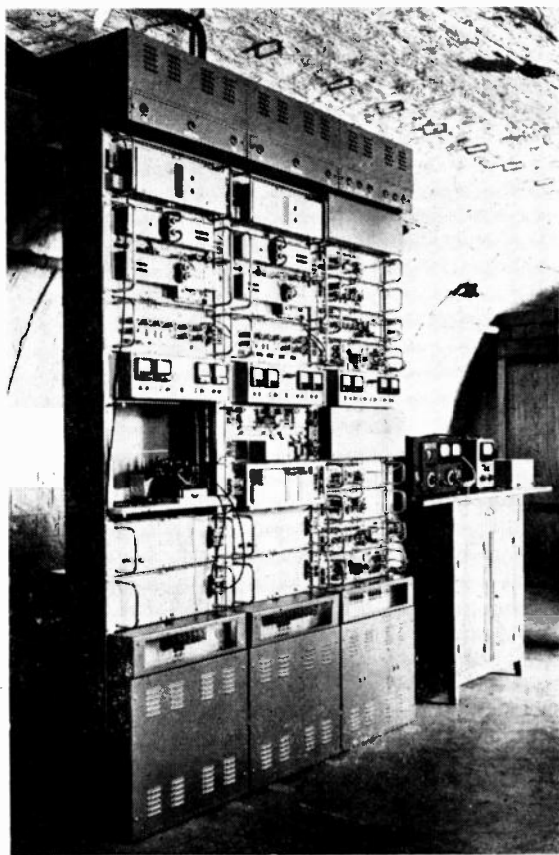


FIG. 12. — Equipement de la station de Montfaucon

La modulation s'effectue en fréquence : dans le cas d'une transmission téléphonique l'excursion nominale de fréquence, par voie, est de 200 à 300 kc/s.

La puissance d'émission est de 2 watts. Des aériens à lentilles à très grand gain (39 dB) ont été étudiés spécialement pour ce type de faisceau hertzien à plusieurs canaux de transmission : on en trouvera une étude et une description dans l'article de M. SIMON.

Le faisceau hertzien Paris-Lille comprend quatre relais intermédiaires situés au BOIS DE MOLLE, à BELLEUSE, à L'ARBRET, à BOUVIGNY. Le point de départ de Paris sera la tour hertzienne de MEDON dont une maquette est reproduite sur la page de

couverture de ce numéro. La section la plus longue BELLEUSE-L'ARBRET a 64 km, la plus courte L'ARBRET-BOUVIGNY 25 km. Tous les trajets sont convenablement dégagés, la hauteur des tours des stations relais est comprise entre 25 et 45 mètres. La figure 14 représente la tour du BOIS DE MOLLE. La plateforme des aériens est de 25 mètres au-dessus du sol, les équipements émetteurs récepteurs sont situés à l'étage supérieur de la tour, à l'étage immédiatement en dessous se trouvent les redresseurs fournissant les hautes tensions et la soufflerie destinée au refroidissement des tubes hyperfréquence. Les étages inférieurs sont réservés essentiellement au logement du chef de centre d'une part et aux installations d'énergie d'autre part (arrivée d'énergie — groupes électrogènes de secours à démarrage automatique...).

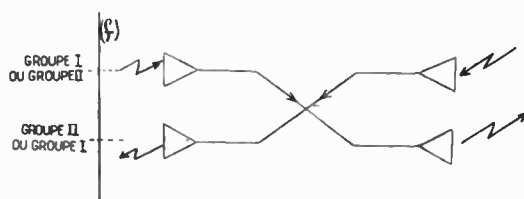


FIG. 13.

La réserve de puissance dont on disposera à l'entrée des récepteurs permettra d'assurer une liaison de très bonne qualité même dans l'hypothèse de fadings importants de l'ordre de 20 dB par exemple. Le rapport signal/bruit de fond + diaphonie d'une voie resterait compris dans ce cas entre 50 et 55 dB pour une liaison à 210 voies téléphoniques par canal.

On procédera à la maintenance et à l'entretien de la liaison d'une manière analogue à ce qui est fait actuellement dans le cas du faisceau hertzien DIJON-STRASBOURG. Cependant pour rendre cette maintenance aussi facile et aussi rapide que possible un certain nombre d'appareils spéciaux ont été étudiés à cet effet : volubateurs hyperfréquence et moyenne fréquence, distorsiomètre, enregistreur de bruit de fond... En plus de ces appareils, bien entendu, plusieurs dispositifs de contrôle sont installés à demeure sur les bâtis eux-mêmes (ondemètres, coupleurs directifs pour le contrôle des puissances ou des adaptations, discriminateurs hyperfréquence ou moyenne fréquence permettant de s'assurer de la qualité de transmission dans chaque station etc...) Notons encore que des organes et des équipements de secours sont prévus de façon à réduire au minimum la coupure de la liaison en cas de dérangement d'un équipement en service.

c) Faisceau hertzien à très grande distance, à nombre moyen de voies.

Pour répondre à certains besoins qui sont apparus récemment, le Service des Recherches et du Contrôle Techniques des P.T.T. a entrepris la réalisation d'équipements pour faisceaux hertziens à nombre moyen de voies (60 à 120 voies) mais devant permettre d'effectuer sans difficulté des liaisons de

l'ordre de 2 000 km. Les conditions de fonctionnement d'une telle liaison seraient d'autre part les suivantes : la plupart des stations relais ne seraient pas surveillées du point de vue des équipements radio. Seules seraient surveillées par du personnel compétent les stations dites « principales » qui comprendraient : les stations terminales c'est-à-dire les stations de démodulation et une station relais sur 6 ou 7. Les stations principales auraient seules la possibilité d'être reliées entre elles par le réseau téléphonique général.

Ces exigences nous ont conduit à envisager un fonctionnement aussi automatique que possible des équipements des différentes stations. Les dispositions générales prévues sont les suivantes :

— tous les organes actifs susceptibles de tomber en dérangement sont doublés selon des modalités qui diffèrent suivant l'équipement en cause (chaque station relais ne comprend en tout que trois bâtis radio).

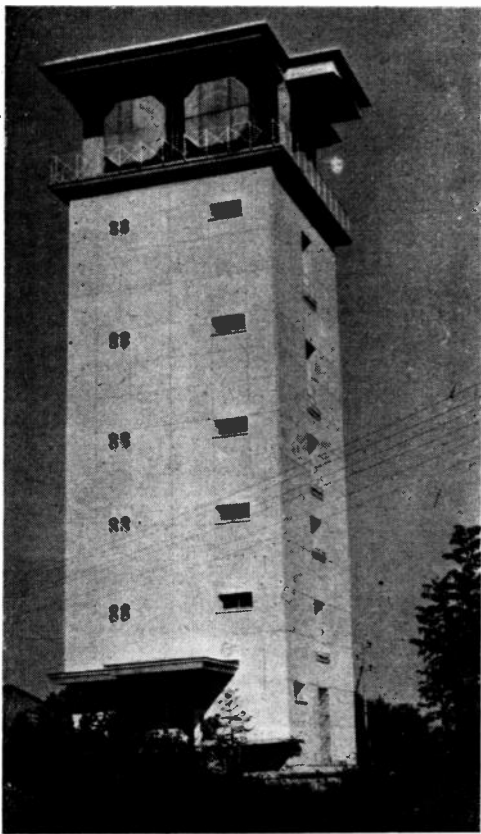


FIG. 14. — Tour hertzienne du Bois de Molle

— le test des équipements de secours d'une station relais peut être fait soit en local soit à distance à partir de la station principale correspondante. Un canal de télécommandes est prévu dans la bande de modulation de l'émetteur en dehors de la bande 60-300 kc/s et de la bande 312-552 kc/s

— en cas de dérangement d'un organe en service une commutation automatique fait passer l'équipement sur secours et une signalisation est envoyée

à la station surveillante. Comme pour les télécommandes un canal spécial est réservé aux télésignalisations. Notons que les commutations ne doivent se produire que si la station est réellement en dérangement, elles ne doivent pas s'effectuer si le dérangement provient d'une autre station. Si la liaison est complètement coupée en un point donné la signalisation est envoyée par la station qui suit immédiatement la station en dérangement. Une station surveillante peut avoir la charge de plusieurs stations relais surveillées : au maximum 7 stations.

— en plus des canaux réservés aux télécommandes et aux télésignalisations 3 canaux sont affectés à des voies services téléphoniques : deux voies de service omnibus (une seule si le faisceau hertzien est de longueur moyenne) permettent de relier entre elles toutes les stations ; une voie de service relie entre elles les seules stations principales qui comme nous l'avons indiqué ont en outre la possibilité d'entrer en communication entre elles par le réseau téléphonique général.

Quant aux caractéristiques électriques du système elles se résument ainsi :

- longueur d'onde : 8 cm environ
- type de modulation : modulation de fréquence
- excursion nominale par voie : 200 kc/s
- puissance d'émission : 300 mW
- gain des aériens : 36 dB (l'aérien est commun à l'émission et à la réception).

La liaison est prévue normalement pour 60 voies téléphoniques et un nombre de stations pouvant atteindre 40.

Nous n'avons pas parlé de la question des tubes électroniques. Nous voudrions souligner simplement l'importance que présente la durée de vie des tubes électroniques utilisés dans les équipements de faisceaux hertziens. En effet, le nombre de tubes mis en œuvre dans ces équipements est en général élevé ; d'autre part, il est bien certain que la sécurité de la liaison dépend pour une grande part du bon fonctionnement des tubes, même lorsque des équipements de secours sont prévus. Un autre facteur est aussi à considérer, mise à part la sécurité de fonctionnement de la liaison c'est le coût d'entretien du système : dans le cas par exemple de stations non surveillées telles que celles dont nous venons de parler il est bien évident que si l'on était obligé d'effectuer des déplacements fréquents pour remplacer des lampes défectueuses le prix de revient horaire de chaque lampe en serait singulièrement augmenté ! Il ne faut pas oublier en effet que les stations télésurveillées pourront se trouver à 100 ou 150 km d'une station surveillante (chaque section de faisceau hertzien étant en moyenne de 50 à 60 km) Le problème de la durée de vie des tubes est vraiment fondamental dans un tel cas et l'on peut dire qu'il est de première importance de pouvoir disposer de tubes à longue durée.

d) *Dérivation de groupes de voies à partir d'artères à grande distance.*

Le problème de la dérivation par voie hertzienne d'un certain nombre de voies téléphoniques peut

dans bien des cas présenter de l'intérêt notamment lorsqu'une station hertzienne de démodulation ne se trouve pas à proximité immédiate de l'agglomération vers laquelle doivent être aiguillés par exemple un ou plusieurs groupes primaires.

Lorsque le nombre de voies à dériver est relativement faible (12 à 24 voies par exemple) le problème le plus important consiste à essayer d'utiliser des équipements aussi simples et aussi économiques que possible.

Nous avons indiqué, dans un article que l'on trouvera dans ce numéro, une solution qui nous paraît intéressante : elle consiste à utiliser la modulation d'impulsions et profiter ainsi des avantages qu'elle présente du point de vue de sa mise en œuvre dans les équipements radio. Autre intérêt pratique : ce système permettrait d'utiliser pour la transmission de groupes de voies en provenance des systèmes à courants porteurs les équipements émetteurs et récepteurs destinés actuellement uniquement aux systèmes multiplex à impulsions : un équipement radio prévu pour un multiplex à impulsions à 24 voies par

exemple, pourrait sans difficulté être utilisé pour la transmission d'un groupe de 24 voies téléphoniques dans la bande 12-108 kc/s. Il est bien certain que d'autres solutions sont possibles en modulation de fréquence mais il n'est pas sûr qu'elles soient plus économiques.

III. — CONCLUSION

Les faisceaux hertziens sont prêts à entrer dans l'arsenal des systèmes dont l'Administration des P.T.T. doit disposer pour constituer son réseau sur les bases les plus économiques possibles. Les performances techniques et les prix de premier établissement en sont comparables à ceux des câbles souterrains, ils offrent actuellement sur ces derniers l'avantage de pouvoir transmettre simultanément à grande distance, un grand nombre de voies téléphoniques et des signaux de télévision à haute définition; cet avantage, s'il devait persister, joint à celui d'une rentabilité convenable lorsqu'un même faisceau hertzien véhicule le téléphone et la télévision, serait très prometteur pour l'avenir des faisceaux hertziens.

L'APPORT DES LIAISONS PAR FAISCEAUX HERTZIENS DANS LE DOMAINE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

PAR

R. CABESSA

Chef du service des liaisons par faisceaux hertziens à la Société « Le Matériel Téléphonique »

Les propriétés caractéristiques des ondes ultra-courtes :

- concentration en faisceaux étroits grâce à l'emploi d'aériens directifs,

- portée limitée à la visibilité quasi optique aux fréquences supérieures à 30 Mc/s.

- absorption atmosphérique quasi nulle aux fréquences inférieures à 10 000 Mc/s.

ont conduit à les utiliser pour établir les liaisons radio point à point avec relais, appelées « liaisons par faisceaux hertziens ».

L'énergie rayonnée de chaque station vers la suivante est concentrée dans un faisceau étroit, réalisant un « câble hertzien » dans lequel les relais agissent comme de véritables stations de répéteurs, élevant le niveau du signal reçu pour le re-émettre vers la station suivante généralement après transposition sur une autre fréquence radio et cela, jusqu'à une station terminale où le signal transporté par le faisceau est récupéré et utilisé.

La grande largeur de bande disponible aux fréquences radio envisagées permet la transmission de signaux téléphoniques et télégraphiques multiples ou de signaux de télévision. En 20 années, ces liaisons, dont la 1^{re} fut installée sur 2 000 Mc/s en 1934, de part et d'autre du Pas de Calais, entre Lympe et Saint-Englevert, en procurant une voie de téléphonie commerciale, ont connu un développement sensationnel dans un certain nombre de pays. La réalisation la plus marquante a été l'inauguration en Septembre dernier, de la liaison New-York - San Francisco permettant la transmission sur 5 000 km dans la bande de fréquence 4 000 Mc/s avec 100 relais de trois voies de télévision bilatérales ou de centaines de voies téléphoniques de qualité internationale.

Ce qui explique un tel développement c'est, avant tout, la *qualité* de transmission égale et même, dans certains cas, supérieure à celle obtenue sur les liaisons filaires.

La *qualité de transmission des communications téléphoniques* est caractérisée par la netteté et la fidélité de reproduction des courants de parole, l'intelligibilité, et le secret des conversations, la sécurité des liaisons. Des essais systématiques effectués dans les conditions les plus diverses permettent de définir cette qualité de transmission par :

- la bande passante transmise qui s'étend de 300 à 3 400 c/s.

- la distorsion harmonique du signal, qui doit demeurer inférieure à 5 %.

- le rapport signal/bruit en bout de chaîne de transmission.

- le rapport signal/diaphonie intelligible entre circuits adjacents.

- la constance et le niveau de l'équivalent de transmission, celui-ci étant défini comme le rapport logarithmique entre le niveau appliqué à l'entrée et le niveau recueilli à la sortie.

- le pourcentage de temps d'interruption des communications.

Il nous a semblé intéressant d'essayer d'établir pour une communication radiotéléphonique multiplex (extrémités téléphoniques exclues) le tableau des relations entre les *caractéristiques téléphoniques* à obtenir sur un circuit complet et les *caractéristiques radioélectriques* correspondantes des équipements utilisés au cours de la transmission et de voir comment les recommandations du Comité Consultatif sur Fil (C.C.I.F.) correspondent aux recommandations du Comité Consultatif international Radio (C.C.I.R.).

Sur le tableau figure 1, on voit que la qualité de transmission téléphonique est caractérisée par :

- la qualité de restitution du signal,

- la protection contre les perturbations dues à la transmission qui sont dues :

- aux bruits de distorsion,

- aux bruits fluctuants d'origine thermique,

- aux bruits parasites,

- aux interruptions totales de communications,

- le secret des conversations.

Nous allons, dans cet ordre, examiner les caractéristiques de transmission qui permettent d'obtenir les liaisons radiomultiplex.

1. — Qualité de restitution du signal.

Les qualités de transmission du signal se traduisent par la protection contre :

- les phénomènes d'écho et les amorçages d'oscillation,

- les affaiblissements exagérés du niveau de la conversation,

- un temps de propagation trop long des signaux de parole, rendant les conversations difficiles,

- une variation du temps de propagation exagérée

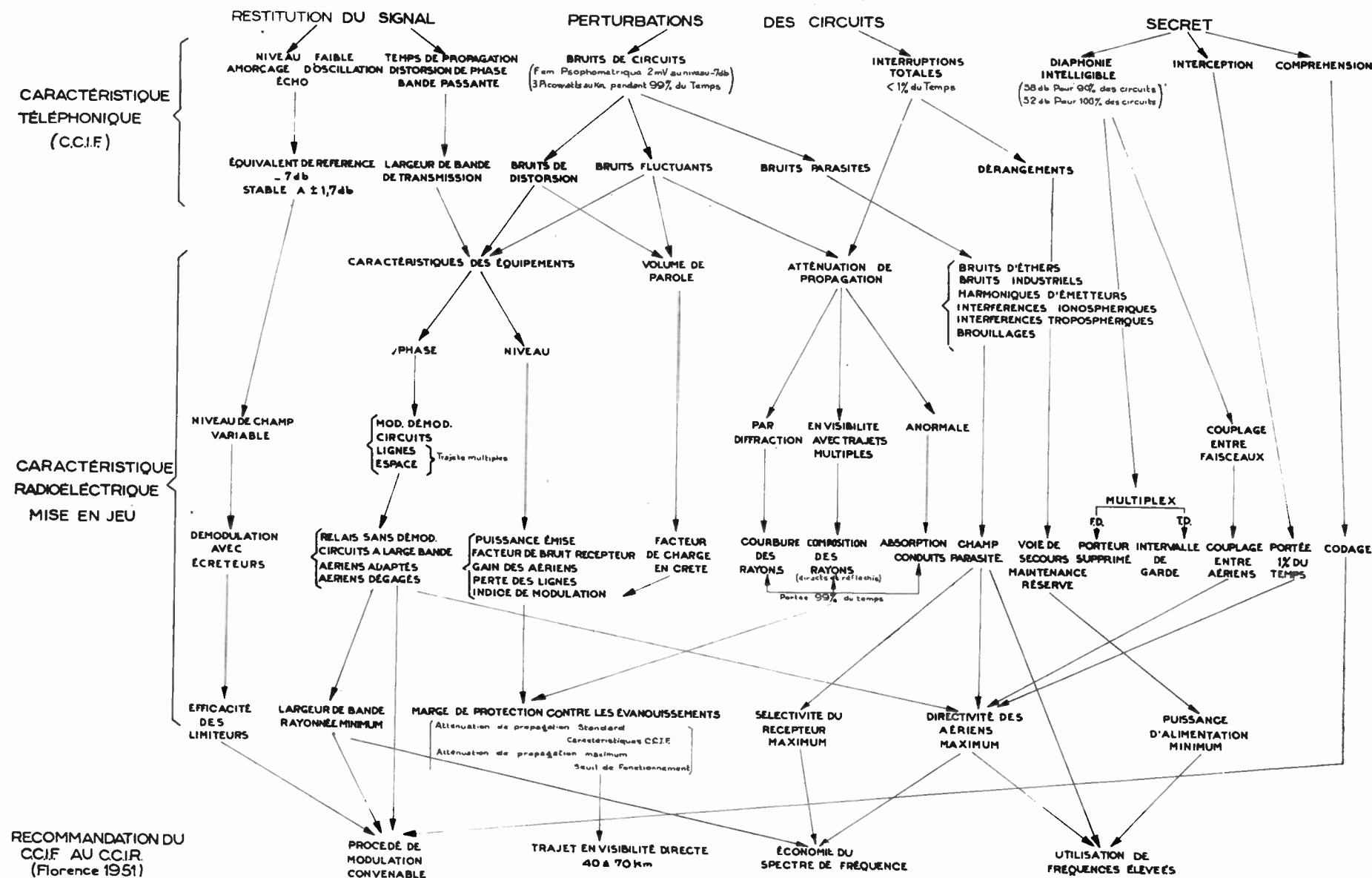


FIG. 1. — Tableau synoptique :
relations entre les caractéristiques radioélectriques qui influent sur la qualité de transmission d'une liaison radiomultiplex.

dans la bande de fréquences transmise se traduisant par une distorsion de phase,

— une *bande de fréquences* transmises insuffisante.

Ces 3 derniers défauts sont absents des communications radiomultiplex où la *grande largeur de bande radio* utilisée permet d'obtenir une grande vitesse de transmission et rend le temps de propagation négligeable. Cette propriété a fait penser que, lorsqu'il s'agissait de transmettre, non plus une voie téléphonique de 3 000 c/s, mais une voie de télévision de 10 Mc/s, la transmission radio pouvait donner une meilleure qualité de restitution du signal que la transmission sur câble.

De même, les 3 premiers défauts disparaissent dès que la stabilité de l'équivalent de transmission (rapport logarithmique entre le niveau d'entrée et le niveau de sortie) permet de réduire celui-ci à une valeur faible inférieure aux 7 décibels prescrits par le C.C.I.F. Les *procédés de modulation utilisés* en transmission radiomultiplex, qui font tous appel à l'emploi de limiteurs d'amplitude, permettent d'obtenir une stabilité de transmission à mieux que 1,7 décibels près, ceci en dépit des variations de niveau à l'entrée des récepteurs, dues aux variations de l'atténuation de propagation.

II. — Protection contre les perturbations. — Recommandations générales.

On peut donc dire que la restitution du signal ne pose pas de problème très difficile dans les transmissions radiomultiplex. Il n'en est pas de même de la *protection contre les perturbations*.

Tout d'abord, il faut rappeler que cette protection contre les perturbations est variable suivant l'utilisation prévue. Elle permet de définir un *indice de qualité de transmission* qui s'échelonne entre 0 et 5 suivant la valeur de la force électromotrice de bruit mesurée à l'extrémité réception en utilisant un filtre psophométrique reproduisant la courbe de sensibilité de l'oreille. La figure 2 montre que :

— l'indice 0 correspond aux transmissions sur câble de longueur inférieure ou égale à 2 500 km, et satisfaisant aux recommandations du C.C.I.F. pour l'Europe.

— l'indice 1 correspond aux transmissions sur câble de longueur 6 000 km établies par l'A.T.T. en Amérique, la diminution de qualité étant due à l'augmentation de la distance envisagée. Il est remarquable de constater qu'à égalité de longueur les deux recommandations sont équivalentes.

— l'indice 3 correspond aux transmissions sur ligne aérienne, suivant les recommandations du C.C.I.F.

— l'indice 5 correspond à la qualité minimum des liaisons militaires tactiques de l'Armée Américaine.

Nous considérons ici uniquement les systèmes donnant une *qualité de transmission d'indice 0, qualité qui peut être obtenue avec les circuits radio multiplex*.

1° On a coutume, en téléphonie, d'utiliser un *signal de référence* sinusoïdal de 800 pps., appliqué au niveau 1 milliwatt à l'extrémité entrée téléphonique du circuit. L'utilisation de ce signal permet de

définir les *niveaux relatifs* de tous les points de la transmission par la valeur du niveau de ce signal en tous ces points, et d'établir ainsi que l'on appelle le *diagramme de niveau du circuit complet*. Pour évaluer la protection contre les perturbations, il est nécessaire de relier ce signal d'essai aux signaux téléphoniques réels, en tenant compte des caractéristiques moyennes des courants de parole.

Ces caractéristiques ont fait l'objet de nombreuses études statistiques. Holbrook et Dickson (Load rating theory for multichannel, BSTJ, Oct. 1939) ont montré que, en moyenne, une voie téléphonique n'était active que durant 25 % du temps, le reste étant consacré aux réponses du correspondant, aux pauses, aux recherches de correspondants, etc... Par ailleurs, le « volume » de la conversation varie suivant le correspondant, le niveau, la composition syllabique de la parole, la différence entre voyelles et consonnes, etc...

Il est difficile de parler de tension maximum instantanée des courants de parole qui ne présente d'ailleurs pas d'intérêt pratique. Par contre, on a coutume de définir la « *valeur de crête* » correspondant en modulation d'amplitude au « *taux de modulation à 100 %* ». C'est la valeur du signal sinusoïdal dont la valeur de crête n'est dépassée que pendant 0,1 % du temps par la valeur des courants de parole.

Le signal de parole peut donc être caractérisé par :

— sa puissance moyenne qui est de l'ordre de moins 10 db au point de niveau relatif 0.

— sa puissance moyenne pendant les périodes où la voie téléphonique est active (25 % du temps). Cette puissance moyenne est donc de — 1 db. au point de niveau relatif 0.

— sa valeur de crête : puissance du signal sinusoïdal dont la crête n'est dépassée par la crête des courants de paroles que pendant 0,1 % du temps. Cette valeur de crête est de +12 db. au point de niveau relatif 0.

— son facteur de charge en « crête », rapport logarithmique entre la valeur de crête et la valeur efficace du signal d'essai.

Cette différence de 12 db entre la valeur du signal sinusoïdal ayant les mêmes crêtes que les crêtes de paroles et le signal sinusoïdal d'essai peut conduire à moduler très faiblement en moyenne les équipements radio, et, par conséquent, à exiger une puissance surabondante pour obtenir un rapport signal/bruit suffisant.

L'emploi de limiteurs d'amplitude sur chaque voie permet de réduire cet écart de 12 à 6 ou 7 décibels dans les *systèmes multiplex à division dans le temps*.

Dans les *systèmes multiplex à division en fréquence*, ces limiteurs d'amplitude sont moins nécessaires. En effet, il se produit une compensation des crêtes des voies multiplexées de sorte que le « *facteur de charge* » rapport entre les valeurs efficaces des signaux sinusoïdaux, croît très lentement avec le nombre de voies. La figure 3, reproduite d'après la courbe n° 7 de l'article d'Holbrook et Dixon déjà cité montre que ce facteur de charge est de 12 db. pour 1 voie, 18 db. seulement pour 12/21 voies,

20 db. pour 100 voies, 21 db. pour 600 voies. La présence de limiteur de pointe réduit naturellement ces valeurs, mais dans des proportions d'autant plus faibles que le nombre de voies est plus grand.

2° Il est nécessaire également de relier le signal d'essai à la tension psophométrique de bruit mesurée à l'extrémité d'une voie téléphonique.

Les recommandations du C. C. I. F. pour les systè-

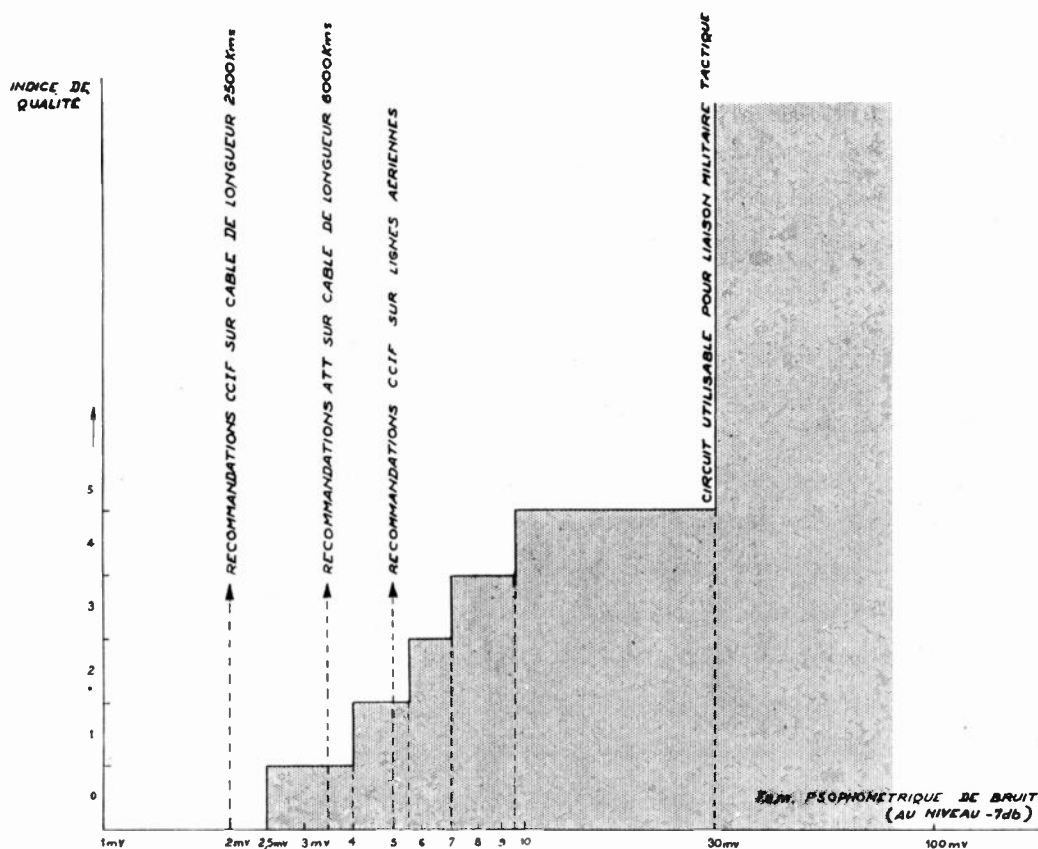


FIG. 2. — Indice de qualité de transmission d'un circuit en fonction de la F.c.m. psophométrique de bruit.

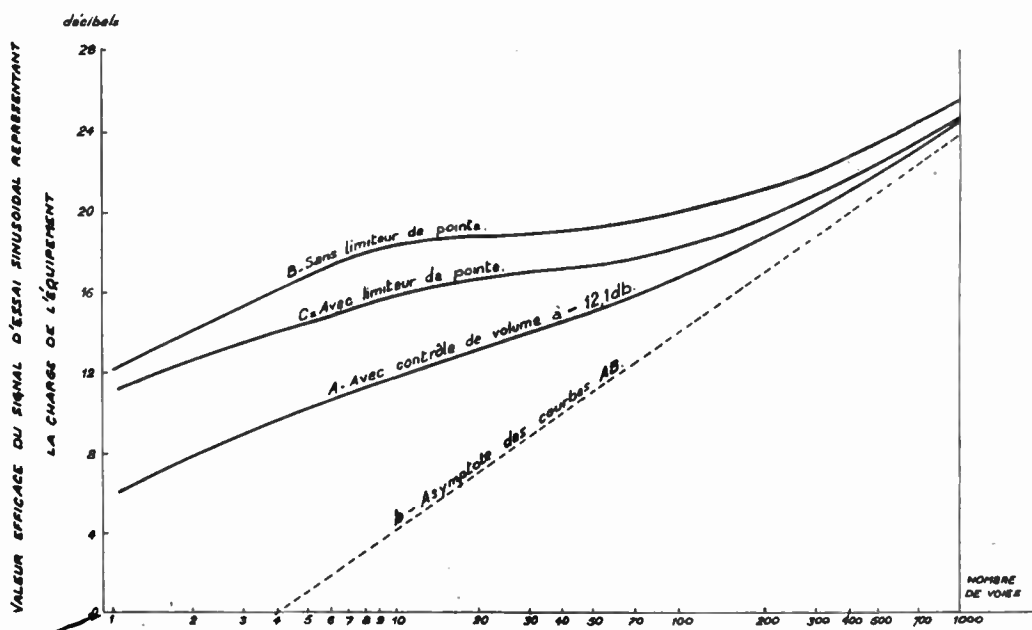


FIG. 3. — Courbes donnant le facteur de charge en fonction du nombre de voies dans une liaison multiplex.

Toutes les courbes tendent asymptotiquement vers une droite, valeur moyenne des voies actives (25 % des voies totales).

mes multiplex à courants porteurs sur câbles indiquent que le bruit de circuit (y compris la diaphonie non linéaire) mesuré à l'extrémité d'une voie

d'un circuit international complet ne doit pas dépasser la valeur correspondant à une force électromotrice psophométrique de 2 millivolts au point de niveau relatif — 7 db. Ce niveau de bruit psophométrique est équivalent à — 58 db. au niveau — 7 db. c'est-à-dire — 51 db. au niveau 0.

La 3^e Commission d'Études (Londres 1951) a proposé une nouvelle définition du bruit maximum admissible à l'extrémité d'un circuit complet. Cette définition, équivalente à la précédente, mais plus commode à utiliser, fait intervenir une nouvelle unité le picowatt (égal à 10^{-12} watts ou 90 db en-dessous du niveau 0) et s'exprime ainsi :

« La puissance psophométrique de bruit ne devrait pas correspondre à une probabilité de dépasser pendant plus de 1 % du temps 10.000 picowatts au point de niveau relatif 0, étant entendu que les mesures seraient faites durant une période (en général l'heure chargée) où l'on s'attend à ce que le niveau de bruit soit le plus élevé ».

D'autre part, on convient de répartir cette puissance psophométrique de bruit de 10 000 picowatts en 2 500 picowatts pour les équipements de modulation et 7 500 picowatts pour la ligne haute fréquence. Cette dernière condition correspond à une puissance psophométrique de 3 picowatts par kilomètre rapportée au point de niveau relatif 0. Cette valeur est particulièrement commode chaque fois que l'on a à construire des circuits de longueurs variables, susceptibles d'être ultérieurement raccordés à d'autres circuits, et où on s'efforce de répartir convenablement les sources de bruits entre différents circuits.

Il est évident qu'il ne faudrait pas appliquer trop strictement cette règle à des tronçons trop courts, dans l'ignorance où nous sommes de la composition des bruits et de leur probabilité d'apparition simultanée.

Cependant, étant donnée l'existence de plusieurs sources de bruit, il peut sembler logique de répartir le bruit total permis, par exemple, comme suit :

— bruit d'équipements terminaux 1/4, c'est-à-dire 54 db en-dessous du niveau 0, (ou 2 500 picowatts de bruit dans une bande plate de 3 kc/s.).

— bruit fluctuant de répéteurs et de ligne et bruit parasite 3/8, c'est-à-dire 52 db en-dessous du

niveau 0 (ou 1 000 picowatts de bruit dans une bande plate de 3 kc/s).

— bruit de distorsion 3/8, c'est-à-dire 52 db en-dessous du niveau 0 (ou 4 000 picowatts de bruit dans une bande plate de 3 kc/s).

III. — Protection contre les perturbations dues aux bruits de distorsion.

Le bruit de distorsion, dans les systèmes à division de fréquence et modulation de fréquence où les voies sont transposées avec porteur supprimé, provient de la distorsion du signal composite multiplex fourni par les équipements à courants porteurs au cours de la transmission radio.

Mais ce signal composite doit être remplacé par un signal sinusoïdal d'essai plus accessible à la mesure et il importe de déterminer les conditions de distorsion auxquelles doit satisfaire ce signal pour que le bruit de diaphonie inintelligible par voie reste à 52 db en-dessous du niveau 0 dans une bande de 3 kc/s.

Si on suppose, ce qui semble légitime pour un nombre de voies suffisant (au moins 24), le bruit de distorsion uniformément réparti dans le spectre de fréquence, le bruit maximum dans l'ensemble des voies pourra être égal à :

$52 - 10 \log. N$ db en-dessous du signal d'essai de niveau 0 où N représente le nombre de voies à transmettre.

Le signal composite peut être caractérisé par sa valeur moyenne et par sa valeur de crête. Le résultat des études statistiques montre que :

1^o la valeur efficace du signal composite est de l'ordre de — 12 db par voie, soit, pour N voies :

— 12 + 10 log. N au-dessus du niveau 0.

2^o la valeur efficace du signal sinusoïdal, de même valeur de crête que le signal composite est de :

+ 12 db. pour 1 voie.
+ 20 db. pour 100 voies.

et tend asymptotiquement vers — 6 + 10 log. N db au-dessus du niveau 0.

En première approximation (1), il semble justifié de remplacer le signal composite par un signal d'essai sinusoïdal de niveau égal au niveau de crête asymptotique, soit :

$$- 6 + 10 \log. N$$

et de spécifier que la puissance totale de distorsion de ce signal doit rester inférieure à :

$$52 - 10 \log. N \text{ décibels}$$

en-dessous du signal d'essai 1 mW au niveau 0, ce qui correspond à un écart logarithmique entre la puissance du signal d'essai et la puissance de distorsion de 46 décibels.

Cette puissance de distorsion pouvant être supposée due pour moitié aux harmoniques 2 et pour moitié aux harmoniques 3, on doit avoir entre le fondamental et les harmoniques 2 et 3, des écarts diaphoniques de 49 db et ce, en envoyant un signal sinusoïdal d'essai de niveau — 6 + 10 log. N .

Il est d'ailleurs possible de remplacer le signal d'essai de niveau défini ci-dessus par le signal

(1) Cette approximation est justifiée dans l'article de Brockband and Wass (non linear distortion in transmission system, JIEE, March 1945 pages 46 à 59) ainsi que l'article de Jacobsen « the effect of non linear distortion in multichannel amplifier (Electrical Communication, Oct. 40). Ces auteurs établissent, par des raisonnements différents que, dans un amplificateur fonctionnant en-dessous de son point de surcharge :

¹ La puissance moyenne dans une voie téléphonique est de 1 mW. -12 db. environ, et de 1 mW.-6 db. dans une voie active (en un point de niveau relatif 0).

² La puissance de distorsion moyenne d'ordre 2 dans un système multiplex est de 6 décibels supérieure à celle produite par un signal d'essai sinusoïdal de même puissance moyenne.

³ La puissance de distorsion moyenne d'ordre 3 dans un système multiplex est de 14 décibels supérieure à celle produite par un signal d'essai sinusoïdal de même puissance moyenne.

⁴ le taux d'harmonique 2 croît comme le niveau du signal et le taux d'harmonique 3 comme le carré du niveau du signal.

On peut déduire de ces 4 propriétés la règle suivante :

Dans un système multiplex, la puissance de distorsion moyenne est celle produite par un signal d'essai de 6 décibels supérieure au signal de même valeur efficace que le signal composite, donc de puissance moyenne

- 6 + 10 log. N

où N est le nombre de voies considérées.

d'essai conventionnel de 1 milliwatt appliqué en un point de niveau relatif 0 en appliquant la règle suivante que l'on a vérifié pratiquement sur un certain nombre de liaisons radiomultiplex :

« Dans un amplificateur fonctionnant en-dessous de son point de surcharge, le taux d'harmonique 2 varie comme la tension du signal appliqué et le taux d'harmonique 3 varie comme le carré de la tension du signal appliqué.

On obtient donc le tableau suivant donnant les écarts diaphoniques admissibles pour un signal d'essai de 1 mW appliqué en un point de niveau 0 :

Nombre de voies	Ecart logarithmique entre le signal d'essai au niveau 0 et son harmonique 2.	Ecart logarithmique entre le signal d'essai au niveau 0 et son harmonique 3.
12 voies	54 db	59 db
24 voies	57 "	65 "
60 "	61 "	73 "
240 "	67 "	85 "
1 000 "	73 "	97 "

Nous devons maintenant considérer que les recommandations du CCIF s'appliquent à un circuit international de 2 500 km comprenant un certain nombre de répéteurs. Dans l'hypothèse de 50 sections de répéteurs, les conditions pour une section sont plus sévères de 17 décibels environ (1) (1/50) et les tolérances pour une *section de répéteur* seraient en conséquence les suivantes :

1° Bruit de ligne et de répéteur : 67 db en-dessous du niveau 0.

2° Ecart logarithmique entre le signal sinusoïdal d'essai de 1 mW appliqué en un point de niveau relatif 0 et ses harmoniques d'ordres 2 et 3 donné par le tableau suivant :

Nombre de voies	H ₂	H ₃
12 voies	71 db	76 db
24 "	74 "	81 "
60 "	78 "	90 "
240 "	84 "	102 "
1 000 "	90 "	114 "

Cette dernière condition correspond sensiblement aux recommandations du CCIF concernant la distorsion non linéaire des répéteurs pour systèmes à 12 et 24 voies, c'est-à-dire 70 et 80 db respectivement pour les harmoniques 2 et 3 mesurés avec un signal d'essai de 1 mW appliqué en un point de niveau relatif 0.

Les conditions du CCIF concernant le bruit et la diaphonie peuvent donc être résumées comme suit :

a) *Liaison radiotéléphonique multiplex équivalant à un circuit CCIF international.*

Bruit et diaphonie mesurés avant filtre psophométrique au niveau 0, c'est-à-dire rapport signal d'essai mesuré en un point de niveau 0 sur bruit.

Equipements terminaux 54 db.
Bruit radio et bruit des répéteurs 52 db.
Bruit résultant des distorsions non linéaires 52 db.

(1) En supposant que les distorsions s'ajoutent quadratiquement et que les distorsions susceptibles de s'ajouter en phase sont partiellement compensées par des égaliseurs.

Cette dernière condition étant remplaçable par :

Taux d'harmonique 2 pour un signal d'essai de niveau $-6 + 10 \log . N$ appliqué en un point de niveau 0 49 db.

Taux d'harmonique 3 pour un signal d'essai de niveau $-6 + 10 \log . N$ appliqué en un point de niveau 0 : 49 db.

b) *Répéteurs pour liaison radiotéléphonique multiplex (liaison radiotéléphonique multiplex comprenant un total de n sections de répéteurs).*

1° Bruit radio et bruit de répéteurs $52 + 10 \log . n$

2° Distorsion non linéaire mesurée avec un signal d'essai de niveau $-6 + 10 \log . N$ appliqué en un point de niveau 0.

Taux d'harmonique 2 49 db. + 10 log. n
Taux d'harmonique 3 49 db. + 10 log. n

Le bruit de distorsion des liaisons à modulation de fréquence est dû principalement à :

- la non linéarité des caractéristiques des modulateurs et démodulateurs ;
- la non linéarité des caractéristiques de phase des circuits.
- le défaut d'adaptation des lignes de plusieurs dizaines de mètres joignant les équipements aux aériens placés au sommet des tours.
- éventuellement les trajets multiples dans l'espace.

On s'en protège :

- en limitant le nombre de modulations et démodulations au minimum (répéteurs à transposition de fréquence).
- en adaptant la largeur de bande de transmission au signal à transmettre.
- en soignant l'adaptation des aériens,
- en utilisant des aériens très dégagés et très directifs, ce qui permet de supprimer les réflexions sur les obstacles environnants.

Ce sont ces phénomènes de distorsion d'autant plus importants que l'excursion de fréquence est plus grande, qui conduisent à limiter l'excursion de fréquence. On peut alors caractériser un équipement radiomultiplex à modulation de fréquence par l'excursion de fréquence correspondant au signal de référence : 1 milliwatt à 800 pps appliqué dans une voie en un point de niveau relatif 0.

Le rapport signal/bruit fluctuant étant d'autant plus grand que l'excursion de fréquence est plus grande, on voit que, dans les systèmes à division de fréquence et modulation de fréquence, une amélioration du rapport signal/bruit fluctuant correspondra à une diminution du rapport signal/bruit de distorsion. Il était donc légitime de partager également les 7 500 picowatts de bruit de transmission entre ces deux sources de bruit.

Dans les systèmes à division dans le temps, où la diaphonie entre voies est intelligible et doit par conséquent être maintenue à des valeurs très basses, il n'est pas nécessaire de faire cette distinction et les 7 500 picowatts peuvent être réservés aux bruits fluctuants.

Si on considère les liaisons en service ou on cours d'installation, il est remarquable de constater que, quel que soit le procédé de modulation, les techniciens ont choisi des valeurs d'excursion de fréquence (en division de fréquence et modulation de fréquence) ou d'impulsion (en modulation d'impulsions) telles que le bénéfice dû au procédé de modulation appliqué à la transmission multiplex comparé à la modulation d'amplitude appliquée à une transmission simplex soit sensiblement nul.

En effet, si on considère un émetteur-récepteur 1 voie fonctionnant en modulation d'amplitude, le signal sinusoïdal de référence modèlera l'équipement à 30 % environ de façon que les crêtes de paroles soient transmises. Le rapport signal/bruit en modulation d'amplitude est de 10 db inférieur au rapport porteur/bruit.

On considère maintenant un émetteur-récepteur multiplex *n* voies. Nous avons vu qu'il était caractérisé par l'excursion de fréquence correspondant au signal sinusoïdal de référence. Le rapport signal/bruit en modulation de fréquence sera égal au produit du rapport porteur sur bruit par l'indice de modulation correspondant au signal sinusoïdal d'essai appliqué dans la voie la plus défavorisée, donc transposée à la fréquence la plus élevée.

Si on considère la plupart des liaisons radiomultiplex installées, leur excursion de fréquence nominale est donnée par le tableau ci-dessous :

Nombre de voies transmises	Excursion de fréquence pour le signal de référence	F. la plus défavorisée	Gain dû à l'indice
6 voies	± 10 kc/s	4/28 kc/s	— 10 db
24 voies	± 30 kc/s	12/108 kc/s	— 10 db
60 voies	± 100 kc/s	60/300 kc/s	— 10 db
240 voies	± 400 kc/s	60/1 000 kc/s	— 10 db

Dans un certain nombre de liaisons multiplex à impulsions déplacées dans le temps, le gain dû à l'emploi de la modulation par impulsions est caractérisé par :

- le rapport entre la puissance de crête et la puissance moyenne de l'ordre de 10 (gain 10 db).
- le rapport entre la largeur de bande nécessaire à la transmission d'une impulsion et celle nécessaire à la transmission de la voie téléphonique, de l'ordre de 1.000 (perte 30 db).
- le rapport entre le déplacement de l'impulsion pour le signal de référence (0,5 microseconde) et le temps de montée de l'impulsion (0,15 microseconde)

de l'ordre de $20 \log \frac{0,5}{0,15} = + 10 \text{ db}$.

et le rapport signal multiplex sur bruit en modulation par impulsion est égal au rapport puissance moyenne porteur sur bruit dans une bande de 2 fois 3 kc/s moins 10 décibels (+ 10 — 30 + 10).

On peut donc dire que, sur la plupart des liaisons, le rapport signal multiplex sur bruit en modulation de fréquence ou d'impulsion est égal au rapport signal simplex sur bruit en modulation d'amplitude.

III. — Protection contre les perturbations dues aux bruits fluctuants.

Il est remarquable de constater également sur les liaisons de qualité en service que les caractéristiques des équipements, puissance moyenne émise, gain des aériens, facteur de bruit du récepteur, etc..., sont choisies telles que le rapport signal/bruit en espace libre calculé sur une section de répéteur en appliquant le signal sinusoïdal d'essai, est de l'ordre de 90 décibels.

Ces constatations nous permettent de proposer la formule suivante pour le calcul du rapport signal/bruit, pour une section de répéteur :

$$\frac{\text{signal au niveau 0}}{\text{bruit fluctuant} + \text{parasites}} = 90 \text{ décibels} - A - B$$

A = atténuation de propagation supplémentaire due à la présence de la terre et de l'atmosphère.

B = bruits parasites récoltés par l'antenne.

Pour un circuit complet comprenant 50 répéteurs, cette valeur doit rester supérieure à 52 décibels pendant 99 % du temps, ce qui nécessite que A + B soit inférieur à 20 décibels. Dans le cas où le circuit complet comprend un plus petit nombre de répéteurs, cette marge de protection contre les atténuations supplémentaires et les bruits parasites peut être augmentée.

La figure 4 donne le diagramme de niveau d'un circuit multiplex et montre comment le bruit constant, prenant naissance à l'entrée du récepteur et superposé au signal de niveau variable, donne, à la sortie — après rétablissement de l'équivalent de transmission par les limiteurs d'amplitude — un signal de niveau fixe et un bruit de niveau variable. Il est nécessaire, avant d'établir une liaison, de prévoir ces variations de niveau de signal à l'entrée du récepteur pour contrôler la puissance de bruit à la sortie. Il faut donc maintenant étudier cette atténuation de propagation supplémentaire A et ce bruit parasite B. L'étude détaillée et le calcul du rapport signal/bruit d'une liaison sont effectués dans l'article ci-joint de M. DASCOTTE intitulé « Evaluation du rapport signal/bruit d'une liaison radiomultiplex ».

Cette atténuation peut avoir diverses causes :

1° Atténuation due à une propagation par diffraction.

Toute une région de l'espace appelée ellipsoïde de Fresnel contribue principalement à la propagation. Cet ellipsoïde est défini comme le lieu des points pour lequel le trajet émetteur-récepteur diffère d'une demi-longueur d'onde du trajet direct. Le rayon de cet ellipsoïde est de l'ordre de 20 à 30 m à 2 000 Mc/s et 10 fois plus grand à 200 Mc/s.

L'interception partielle ou totale de cette zone entraîne une atténuation de diffraction calculable suivant les méthodes de l'optique et formulable en abaques faisant intervenir les différents paramètres (distance, longueur d'onde, nature du masque, etc...).

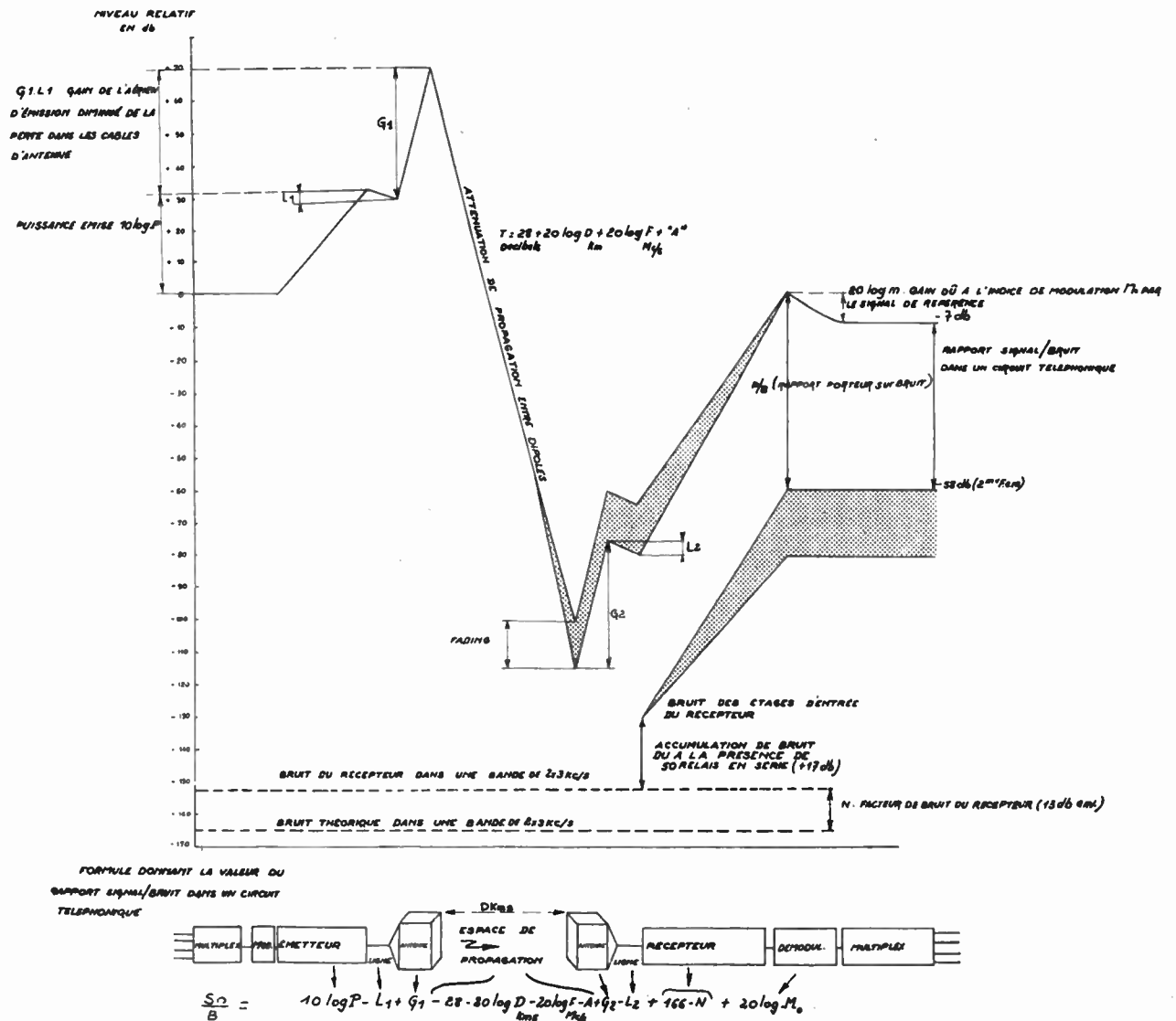


FIG. 4. — Diagramme de niveau d'un circuit d'une liaison radio multiplex.

Cependant, la réfraction atmosphérique variant avec les conditions météorologiques, entraîne une courbure des rayons radioélectriques variable en fonction du temps. On représente cette courbure communément en adoptant une valeur fictive du rayon terrestre. On peut, sur un trajet donné, faire correspondre à ce rayon fictif de la terre un pourcentage de temps pendant lequel le signal est supérieur à la valeur calculée.

La Commission Fédérale des Communications des Etats-Unis a donné les valeurs de correspondance suivantes déduites d'un grand nombre de relevés de propagation en ondes métriques.

Pourcentage de temps pendant lequel le signal est supérieur à la valeur calculée.	Rayon de terre fictif utilisé pour les calculs
1 %	10 R
50 %	4/3 R
99 %	0,8 R

Sur certains trajets maritimes en Méditerranée sur des parcours assez longs, des chiffres plus optimistes ont été relevés. Il est possible que, pour ces liaisons très longues, interviennent des phénomènes de turbulence dans la haute atmosphère, assurant la diffusion des ondes reçues de l'émetteur vers le récepteur. Cependant pour les liaisons de longueur moyenne les règles ci-dessous restent applicables.

Ces informations, utilisées en conjonction avec les abaques et formules, permettent de calculer les valeurs maxima et minima d'atténuation supplémentaire probable pour une liaison radiomultiplex fonctionnant en ondes métriques.

2° Atténuation due à des trajets multiples.

En ondes décimétriques inférieures et centimétriques, l'affaiblissement de propagation croît vite avec la diffraction et on a coutume de choisir, en règle générale, des emplacements en visibilité directe avec dégagement de la 1^{re} zone de Fresnel.

Dans ce cas, il peut y avoir plusieurs trajets possibles pour l'onde, et le niveau du champ à la

réception dépend de la composition géométrique de ces ondes.

La variation de la courbure des rayons en fonction des conditions météorologiques empêche en général de choisir des emplacements émetteurs et récepteurs tels que les ondes directes et réfléchies arrivent toujours en phase.

Cependant, en propagation sur terre boisée ou irrégulière, l'amplitude du champ réfléchi est suffisamment faible pour que le champ résultant de la composition des champs réfléchis et directs varie peu. Avec coefficient de réflexion de 0,9 on trouve un affaiblissement de 20 db qui correspond à la marge de protection généralement prévue sur les équipements.

Dans ce cas, également, on fera correspondre une valeur d'affaiblissement à un pourcentage de temps pendant lequel l'affaiblissement de propagation supplémentaire reste inférieur à cette valeur.

On a tenté de trouver l'expression mathématique de cette correspondance. Un certain nombre d'auteurs ont proposé la formule de Rayleigh :

$$P(S) = 1 - e^{-(S/S_0)^2}$$

S_0 moyenne quadratique des amplitudes,

S amplitude,

$P(S)$ probabilité pour qu'une amplitude de signal soit inférieure à une valeur S .

Cette formule représente assez bien le phénomène, surtout pour les pourcentages de temps compris entre 10 % et 90 %. Elle indique que le champ dépassé pendant 1 % du temps et 99 % du temps, serait respectivement à + 8 db et - 18 db au-dessus du champ moyen, ce qui donne une variation totale de 26 décibels. Ces valeurs constituent un maximum rarement atteint sur terre.

Sur mer, ces valeurs de variations d'atténuation de propagation sont généralement atteintes, et la marge de protection à prévoir contre le fading peut devenir excessive. L'utilisation de deux récepteurs fonctionnant en *diversité d'espace* permet de réduire ce fading à une valeur de l'ordre de 10 décibels, à la seule condition que les deux antennes ne se trouvent pas simultanément dans une zone de réception des rayons directs et réfléchis en opposition de phase. Un écartement en hauteur de quelques mètres suffit en général.

Cependant, l'emploi de réception diversité suppose une démodulation à chaque relais, ce qui en général restreint l'utilisation de système *FD/FM* (division de fréquence, modulation de fréquence) en raison de la distorsion prohibitive des modulateurs et des démodulateurs, au profit des systèmes à double modulation tels : double modulation de fréquence (*FD/FM/FM*), ou modulation en impulsions modulées : dans le temps, en durée, en amplitude ou codées et transmises par manipulation d'un porteur radio en amplitude ou en fréquence.

3° Atténuation de propagation anormale.

Des conditions météorologiques particulières peuvent provoquer une variation anormale du gradient

atmosphérique créant de véritables conduits dans la troposphère à l'intérieur desquels la presque totalité de l'énergie rayonnée se trouve concentrée.

Si l'antenne réceptrice se trouve en dehors de ces conduits, l'atténuation de propagation supplémentaire peut devenir très importante. La seule protection efficace contre ces phénomènes consiste, aux fréquences supérieures à 1 000 Mc/s, à limiter la portée à 70 ou 80 kilomètres environ. Une des recommandations du CCIR au CCIF, à Florence en 1951, a d'ailleurs consisté à fixer les valeurs optima de portée entre 40 et 70 kilomètres environ.

IV. — Protection contre les perturbations dues aux bruits parasites récoltés par l'antenne.

Ce bruit peut provenir :

- de bruits d'éther,
- de parasites industriels,
- d'harmonique d'émetteurs de radiodiffusion,
- de propagation ionosphérique anormale,
- de liaisons ayant une séparation en fréquence et en distance insuffisante.

— l'influence du bruit d'éther devient négligeable au-dessus de 30 Mc/s.

— l'influence des parasites industriels (surtout allumage d'automobile), très importante dans les villes en ondes métriques, est pratiquement nulle à 1 000 Mc/s.

L'influence de la propagation ionosphérique anormale à des milliers de kilomètres intervient jusqu'à 80 Mc/s.

— les harmoniques d'émetteurs de radiodiffusion sont dangereux en-dessous de 100 Mc/s.

La protection contre ces interférences est assurée :

- par l'emploi de fréquences très élevées,
- par l'emploi de récepteurs sélectifs et d'émetteurs stabilisés,
- par des plans de séparation en fréquence.

1° On ne saurait trop insister sur l'emploi de fréquences élevées.

En effet :

— il supprime le problème de la protection contre le bruit d'éther, les bruits industriels, les harmoniques d'émetteurs de radiodiffusion, les propagations ionosphériques anormales.

— la propagation quasi limitée en visibilité directe aux très hautes fréquences diminue les risques d'interférences.

— la directivité des antennes délimite un faisceau conique où se trouve concentrée l'énergie. Le volume de ce faisceau est proportionnel au carré de la longueur d'onde.

C'est pourquoi une des principales indications précises et impératives que le CCIR ait donné au CCIF à la Conférence de Florence de 1951, est d'utiliser les fréquences les plus élevées possibles.

Il est évident que, si l'utilisation prévoit des stations mobiles (équipements militaires), l'emploi d'ondes métriques s'impose. De même, si la liaison s'effectue sur mer entre 2 points en non visibilité directe excluant la possibilité d'utilisation d'un répéteur intermédiaire, le choix de fréquences métriques peut

sembler obligatoire. Cependant, ces cas doivent demeurer exceptionnels.

Il semble que la tendance actuelle soit de réserver les ondes comprises entre 50 et 600 Mc/s aux équipements multiplex mobiles, sauf exceptions rares, et de rejeter les liaisons fixes vers des fréquences plus élevées.

2° Un deuxième moyen de protection contre les interférences dues à d'autres émissions est l'utilisation de *récepteurs à sélectivité poussée*.

Ce point ne semble pas avoir été pris suffisamment en considération lors de premières installations. L'encombrement croissant du spectre des fréquences met, dans certains cas, cette condition au 1^{er} plan.

Il faut remarquer à ce sujet que *les systèmes à division de fréquence à faible indice* semblent particulièrement économes en spectre de fréquence.

On peut démontrer que, (1) si on admet que la sélectivité des récepteurs entre pour moitié dans les causes de distorsion possibles, la largeur de bande passante minimum du récepteur d'un répéteur de liaison radiomultiplex à modulation de fréquence est de l'ordre de la largeur de bande contenant l'énergie rayonnée par l'émetteur et est donné par la formule :

$$B = 2 (\Delta F_{\max} + 2 Fm)$$

$\Delta F_{\max}$ = excursion de fréquence totale,

Fm = fréquence maximum de la voie de fréquence la plus élevée, transposée par l'équipement à courants porteurs.

De plus, il semble possible, au prix d'un certain effort, d'obtenir des canaux sans interférence dont les fréquences centrales soient distantes de 2 fois la valeur de cette bande passante.

Pratiquement, on prend $\Delta F_{\max}$ de l'ordre de $2 Fm$, ce qui donne un encombrement en fréquence possible de 16×4 kc/s par voie, dans la bande radio, soit :

Encombrement en fréquence	Nombre de voies
1,7 Mc/s.	pour 24 voies
5 Mc/s.	pour 60 voies
10 Mc/s.	pour 600 voies

Ces efforts en vue d'obtenir une sélectivité plus poussée permettent par exemple de réaliser les performances suivantes :

— réaliser un réseau de liaisons multiplex fonctionnant entre 41 et 68 Mc/s et comportant 10 émetteurs-récepteurs placés en un même point et 7 autres à courtes distances.

— placer sur la même antenne à cornet, alimentée par guides d'ondes, 6 faisceaux en ondes centimétri-

ques de largeur de bande individuelle 20 Mc/s avec une variation de temps de transmission maximum avant égalisation de 20 milli-microsecondes pour l'ensemble du répéteur (problème de la liaison New-York — San Francisco).

L'encombrement croissant du spectre de fréquence et le désir d'augmenter au maximum la capacité de transmission des liaisons, conduiront probablement à imposer des conditions de sélectivité de plus en plus dures aux récepteurs.

(Il faut cependant ne pas oublier que certains procédés de modulation protégeant efficacement contre les interférences, autorisent une sélectivité moins poussée des récepteurs, sans entraîner un accroissement du spectre de fréquences utilisés).

3° A partir de ces chiffres de sélectivité, il est possible d'établir des *plans d'allocation de fréquence*.

Le plan à 2 fréquences utilisant en une station répéteur, une seule fréquence pour les 2 sens réception et une seule fréquence pour les 2 sens émission, est le plus économique. Il nécessite un découplage suffisant entre aériens de sens opposés (50 décibels au moins) que l'on obtient pratiquement au-dessus de 500 Mc/s seulement. Il exclut l'utilisation de répéteurs passifs.

Le schéma figure 5 donne le plan d'allocation de fréquences choisi pour les stations répéteurs de la liaison New-York — San Francisco qui comprend 6 faisceaux en parallèle de largeur de bande individuelle 20 Mc/s utilisant 12 fréquences distantes de 40 Mc/s dans la bande 3 700 — 4 100 Mc/s.

V. — Stabilité de la qualité de transmission et interruptions de service.

Si la plupart des techniciens fil ou radio s'accordent pour penser qu'une qualité de transmission équivalente peut être obtenue par l'un ou l'autre des procédés, une certaine réticence existe contre l'emploi de nouveaux procédés de transmission non éprouvés qu'on soupçonne être l'objet de pannes fréquentes.

Il faut préciser, tout d'abord, qu'aucun procédé de transmission n'est à l'abri d'interruption de service.

Les lignes aériennes sont particulièrement vulnérables aux intempéries et, dans les pays au climat rude comme le Canada, on cherche à les éliminer systématiquement en les remplaçant par des liaisons radio. Mais les câbles enterrés eux mêmes sont sujets à de fréquentes interruptions. Même en période normale, les travaux effectués périodiquement sur les tranchées déterminent des interruptions simultanées de 1 000 circuits dues à des coups de picoche malheureux. Des équipes de surveillance mobiles procurent une réparation rapide mais il en résulte un certain temps d'interruption de service.

Les chiffres d'interruption de service obtenus sur les liaisons radio sont du même ordre que sur les liaisons par câble.

Une de nos compagnies associées « Federal Telephone and Radio Corporation », publie que la liaison du pipe-line de Keystone comprenant 3 relais et fonctionnant à 2 000 Mc/s, n'a été interrompue

(1) Annexe 1 : Largeur de bande nécessaire à la transmission d'une liaison radiomultiplex à modulation de fréquence

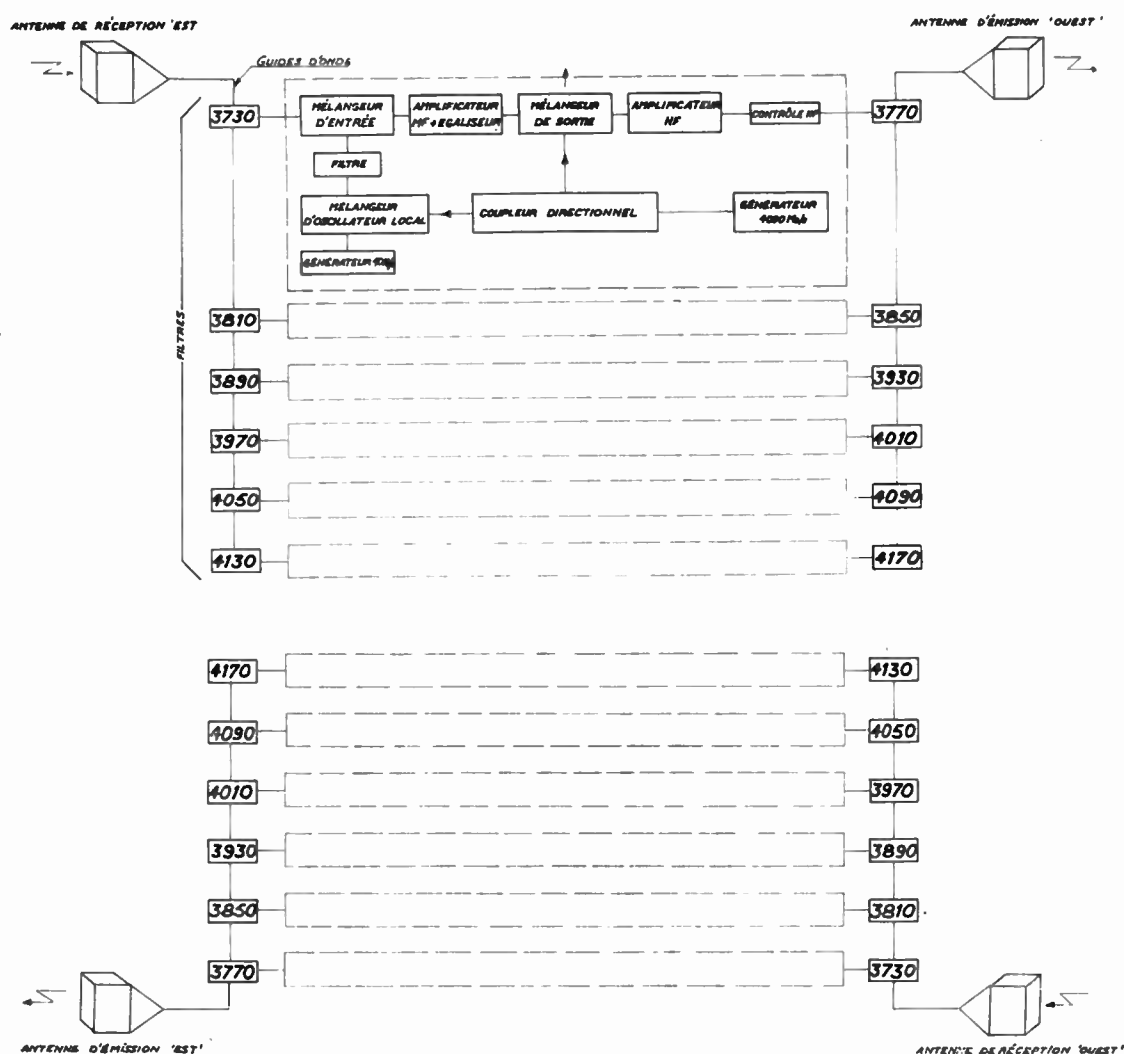


FIG. 5. — Bloc schématique d'une station répéteur pour 6 faisceaux à large bande type New-York — San-Francisco.

que 0,7 % du temps pendant sa 1^{re} année d'opération, sans qu'aucun appareil de réserve ait été installé et alors que certaines stations étaient non surveillées. La moitié du temps total nécessaire à la réparation était d'ailleurs le temps nécessaire pour se rendre au point à réparer.

L'amélioration du temps de service dépend des précautions prises :

1^o Tout d'abord, le réseau doit être *maillé* de telle sorte que, si une voie est coupée, il existe une autre voie de dérivation. Les considérations économiques conduisent également à rassembler toutes les communications le long de l'artère principale d'où elles divergent vers les stations secondaires de façon à constituer une véritable toile d'araignée couvrant le pays. L'article ci-joint de Monsieur POTIER « Utilisation de la technique des impulsions dans l'établissement des réseaux de transmission complexes » montre comment on peut résoudre élégamment ce problème.

2^o Des *alimentations de secours* doivent être prévues, le défaut d'alimentation constituant une des causes de panne les plus importantes. Il existe 2 types d'alimentation de secours :

— l'alimentation de secours retardée constituée par des alternateurs entraînés par des diesels à démarrage automatique. Le temps de démarrage nécessaire est de l'ordre de 10 secondes, durant lequel les communications sont interrompues.

— l'alimentation de secours immédiat constituée par des batteries de tension continue alimentant directement les équipements et chargées en tampon par la source d'énergie. La capacité de ces batteries doit être telle qu'elle assure non seulement l'alimentation en énergie pendant le démarrage des alternateurs, mais aussi en cas de non démarrage l'alimentation en énergie pendant le temps nécessaire à l'arrivée d'une équipe de secours.

L'encombrement de ces batteries et leur prix d'entretien conduit à réduire autant que possible la consommation des stations. L'importance du facteur « *consommation de puissance* » croît donc au

— — — liaisons en fonctionnement
- - - - liaisons en construction
La liaison Manchester - Kirk O'SHOTT
est en fonctionnement



fur et à mesure de l'importance de la liaison à assurer, donc de la capacité de transmission, les liaisons à grande capacité de transmission ne devant pas être interrompue et on aboutit au fait suivant qui peut sembler paradoxal : *ce sont les systèmes radio multiplex transportant des centaines de voies qui doivent consommer le moins.*

3° Des équipements peuvent être placés en réserve avec des dispositifs de commutation automatique permettant de passer instantanément de l'équipement normal à l'équipement de réserve, en cas de dérangement. Cette règle a été appliquée sur l'ensemble du réseau de communications grec en cours de réalisation par le Matériel téléphonique en France où tous les équipements radio sont en double. Un système d'alarme permet de signaler soit le passage sur équipement de réserve (alarme secondaire), soit l'arrêt de la transmission (alarme primaire). Des panneaux de voyants d'alarme permettent de localiser la panne dans un châssis, ce qui facilite les opérations de maintenance et réduit le temps nécessaire à la réparation.

4° Il est quelquefois jugé préférable de placer 2 liaisons en parallèle, chacune servant de secours à l'autre. Cette solution permet de doubler la capacité de transmission aux heures de pointe et d'arrêter une des liaisons aux heures creuses, pour pouvoir effectuer les opérations de maintenance. Elle a le défaut de nécessiter le doublement des antennes et lignes de transmission, un encombrement en fréquence double, et elle offre sur les très longues liaisons une sécurité moins grande, à moins que, toutes les 3 ou 4 stations, des dispositifs de commutation d'un faisceau sur l'autre n'aient été prévus.

VI. — Secret des transmissions.

Une qualité de transmission qui peut sembler particulièrement difficile à obtenir en radio est d'assurer le secret des transmissions.

Tout d'abord les liaisons par faisceaux hertziens doivent permettre de vérifier les *chiffres de parole télédiaphonie* recommandés par le C. C. I. F. sur câble, c'est-à-dire que l'affaiblissement diaphonique doit être supérieur à 58 décibels pour 90 % des combinaisons de circuits, et à 52 décibels pour 100 % des combinaisons. Ces chiffres s'obtiennent dans les systèmes à division de fréquence en utilisant des équipements à courants porteurs à porteurs supprimés, maintenant normalisés, qui permettent de rendre inintelligible la diaphonie et de la compter comme bruit. Dans les systèmes à division dans le temps, un temps de garde suffisant entre impulsions permet d'obtenir le taux de diaphonie désiré au dépend du nombre de voies transmises, qui dépasse rarement 24.

Cependant, il existe d'autres causes d'indiscrétion en radio. Alors que, sur fil, l'espace de transmission est physiquement limité au fil, en radio, il intéresse tout le faisceau cône issu de l'aérien d'émission dans lequel est concentrée l'énergie rayonnée, ce qui facilite l'interception des messages. Lorsque ce faisceau est large, il est pratiquement impossible d'empêcher un auditeur situé dans la zone de réception

de capter le signal. Pour éviter ces indiscrétions qui nuisibles au bon fonctionnement des liaisons civiles, peuvent constituer une interdiction d'emploi dans le cas des liaisons militaires, les efforts doivent être menés simultanément dans deux directions différentes :

1) Utiliser les fréquences les plus élevées compatibles avec l'utilisation prévue, ce qui permet d'accroître la directivité des aériens et de limiter pratiquement la portée du faisceau aux zones situées en visibilité directe. A 4 000 Mc/s avec un pinceau de 1°, il faudrait des aériens énormes donc indiscrets pour capter le signal. A ces fréquences, un faisceau hertzien assure une protection supérieure à un câble contre les interceptions.

2) Utiliser des procédés de modulation difficiles à démoduler. A cet égard, des systèmes à division de fréquence et modulation de fréquence ne procurent qu'un secret relatif, la charge inégale des voies permettant pratiquement, dans le cas de petits nombres de voies transmises, de reconnaître, après démodulation simple, le signal vocal le plus fort, sans dispositif spécial. Les dispositifs à impulsions ne permettent pratiquement pas à un écouteur non averti de restituer le signal vocal.

Le groupement des voies dans le temps permet d'ailleurs d'utiliser des dispositifs de secrets efficaces en opérant des permutations sur l'ordre de groupement des voies. Lorsque le système de modulation utilise lui-même un certain nombre d'impulsions distinctes pour transmettre l'intelligence du signal (modulation par impulsion codées), les permutations peuvent agir non seulement sur l'ordre de groupement des voies, mais aussi sur l'ordre dans lequel se présentent les impulsions transmettant l'intelligence.

On peut donc dire que, si les précautions indispensables sont prises, le secret des liaisons par faisceaux hertziens peut être supérieur à celui obtenu sur câble.

VII. — Exemples de liaisons existantes.

La combinaison de ces divers procédés de modulation permet de fournir des solutions économiques adaptées aux problèmes de transmission. Les différentes liaisons installées ou en construction en Europe et dans le Bassin Méditerranéen sont représentées sur la *carte figure 6*. Il est possible de classer les réalisations de faisceaux hertziens suivant leur utilisation.

a) *Franchissement de coupures importantes (bras de mer ou zone d'insécurité).*

— les fréquences utilisées sont basses : 40 à 100 Mc/s. pour obtenir une grande portée.

— les puissances émises sont élevées : 100 W à 2 kW.

— le gain des antennes est maximum et peut atteindre 20 décibels à ces fréquences.

— le système de modulation est de préférence à division de fréquence et modulation de fréquence, économe en largeur de bande.

— le nombre de voies transmises est au maximum de 24.

— la qualité pour une liaison est en général C.C.

I.F. pendant un pourcentage de temps supérieur à 90 %.

— la distance franchie peut atteindre 200 à 400 km entre points élevés, dont 20 % en non visibilité directe.

— les qualités particulières à exiger du matériel sont
la protection contre les interférences,
un développement important des aériens,
une sélectivité poussée des récepteurs radio.

Exemple : NICE-CORSE (S.F.R.) - (Grasse Calenzana puis Grasse La Punta) (Antennes dipôles)-
Photo fig. 7.



Fig. 7. — Liaison Nice-Corse — station de Calenzana.

BARCELONE-MAJORQUE (L.M.T.) - (Antennes rhombiques) Photo fig. 8,

BERNE-LUGANO (BROWN-BOVERI) - (2 filets de dipôles) Photo 9.

b) Réseaux mobiles à usages militaires.

— les longueurs d'ondes utilisées sont métriques et permettent d'établir des liaisons en trajet rasant en non visibilité directe sur 10 % du trajet.

— le nombre de voies transmises est compris entre 4 et 12.

— les qualités particulières à exiger d'un tel matériel sont :

légereté,
directivité des aériens pas trop accentuée,
sélectivité poussée des récepteurs,

seuil de fonctionnement bas permettant d'augmenter la portée,
robustesse du système,
grande gamme de fréquences couvertes.



Fig. 8. — Liaison Barcelone-Majorque — antennes rhombiques d'Alfabia (Majorque).

Exemple : ANTRCI utilisé pendant la guerre en Afrique du Nord et en Italie.

La figure 10 représente l'émetteur-récepteur 3 440 A construit par la Société « Le Matériel Téléphonique », multiplex 6 voies fonctionnant en ondes métriques.

c) Réseaux à faible capacité de transmission pour Compagnies privées ou contrées pourvues de systèmes de transmission téléphonique peu dense.

— les fréquences utilisées doivent être de préférence comprises entre 1 000 et 10 000 Mc/s, des fréquences plus basses ne semblent pas justifiées pour ces liaisons fixes.



Fig. 9. — Liaison Berne-Lugano — aériens Chireix-Mesny.

— le système de modulation est généralement à double modulation (double FM, modulation en impulsions...) qui permet des insertions et dérivations de voies aisées.

— le nombre de voies transmises ne dépasse pas actuellement, en général, 24 ou un multiple de 24, obtenu par juxtaposition de faisceaux en parallèle.

— la qualité obtenue sur ces liaisons est conforme aux recommandations C.C.I.F. sur câble.

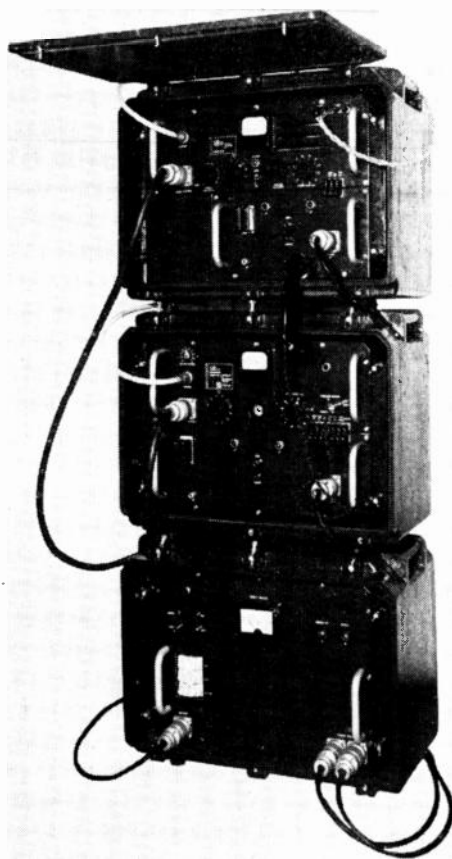


FIG. 10. — Equipement multiplex FD/FM — 6 voies en ondes métriques LMT, type 3440. A.

L'article joint en annexe 3 de Monsieur BASARD intitulé « Un exemple d'équipement radio UHF pour liaisons radio multiplex à petit nombre de voies » donne les caractéristiques principales d'un équipement radio de ce type. Le réseau de télécommunication grec par faisceaux hertziens en cours de construction par la Société « Le Matériel Téléphonique » est un exemple type d'application. Ce réseau permettra de relier Athènes aux Iles importantes de la Mer Ionienne et de la Mer Egée ainsi qu'à Salonique par 5 faisceaux de liaison radiomultiplex à impulsions utilisant des fréquences porteuses de l'ordre de 2 000 Mc/s. environ.

d) Transmissions à large bande.

Pour tous ces équipements.

— la bande de fréquence utilisée est généralement supérieure à 1 000 Mc/s avec une tendance à monter. Elle est fixée actuellement aux environs de 1 000 Mc/s.

— le produit puissance émise - gain d'antenne est de 5 à 20 kilowatts quelle que soit la fréquence.

— la surface des aériens est de l'ordre de 10 m².

— le système de transmission utilisé est actuellement exclusivement à modulation de fréquence qui permet l'interconnexion câble et radio sans dégroupement des voies.

— le signal transmis est soit 1 voie de télévision soit le signal fourni par les équipements à courants porteurs groupant plusieurs centaines de voies téléphoniques.

— la qualité obtenue correspond aux recommandations du C.C.I.F. sur câble de 2 500 km. de longueur.

— le matériel se caractérise principalement par : sa capacité de transmission (nombre de faisceaux en parallèles),

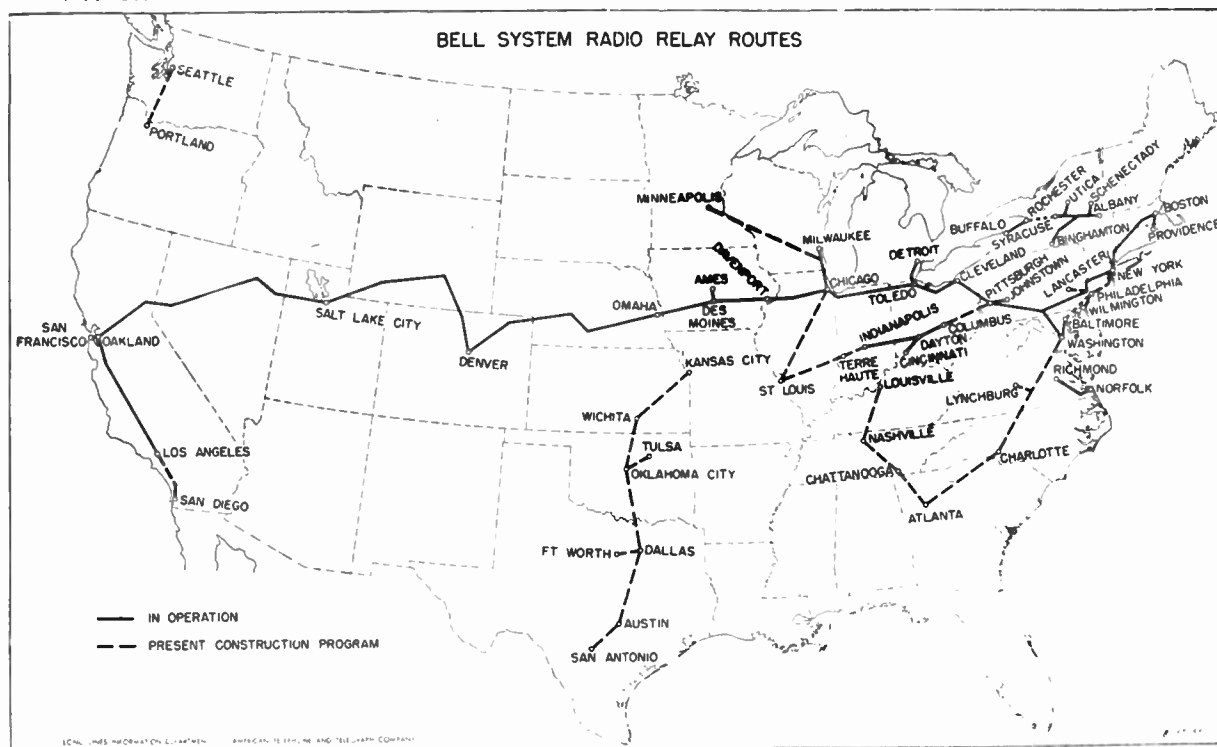


FIG. 11. — Réseau de liaison radio à large bande de l'A. T. T. en Amérique.

sa consommation de puissance, qui doit être aussi faible que possible et utiliser des tensions basses pour faciliter le problème d'alimentation continue.

Parmi les équipements installés ou en cours d'installation, nous pouvons citer :

1. — La liaison PARIS-LILLE construite par la CPTH et installée pour la Radiodiffusion qui doit prochainement entrer en service. Elle transmettra

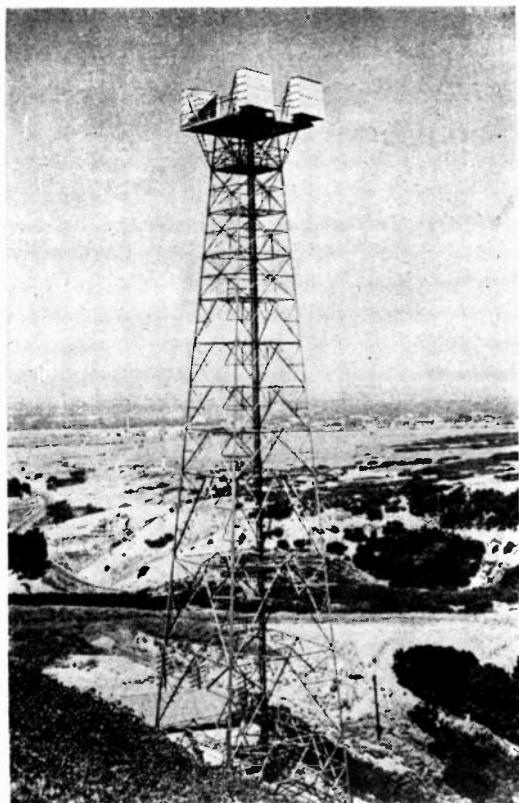


FIG. 12. — Liaison New-York — San Francisco — tour de 70 m. (Salt Lake City)

1 voie de télévision sur 1 000 Mc/s. Les articles de MM. ANGEL et M. LAPLUME donnent quelques détails sur cette liaison.

2. — La liaison PARIS-LILLE en cours de construction par la SRCT. La fréquence utilisée (4 000 Mc/s) présentera l'avantage de pouvoir transmettre simultanément trois faisceaux en parallèle, comportant chacun 1 voie de télévision à haute définition, ou plusieurs centaines de voies téléphoniques. La fréquence élevée nécessite l'emploi de tubes à onde progressive à tension d'alimentation élevée mais à puissance de consommation relativement faible. L'article de M.M. GUTTON, FAGOT, et HUGON donne quelques détails sur les équipements.

L'article de M. SIMON décrit les aériens utilisés.

3. — La liaison NEW-YORK San FRANCISCO ouverte à l'exploitation depuis Septembre 1951, fonctionne également à 4 000 Mc/s. Elle est basée sur l'emploi de triodes spéciales à très faible consommation. La haute tension maximum étant de 250 volts, permet de réduire l'alimentation de secours « batteries » à des proportions très modestes, et de disposer ainsi d'une sécurité d'alimentation absolue.

L'article ci-joint intitulé « Informations sommaires sur la liaison New-York - San Francisco » donne les caractéristiques principales ainsi que quelques photographies des installations de cette liaison.

VIII. — Comparaison économique des liaisons fil et radio.

Nous avons vu que les liaisons par faisceaux hertziens pouvaient concurrencer les liaisons fil du point de vue qualité de transmission, et que le moment de codifier leurs caractéristiques radioélectriques semblait venu. Nous avons également constaté que les différents systèmes de multiplexage utilisés permettaient de réaliser tous les schémas d'interconnexion désirables et nous avons été conduits à classer les liaisons en 4 grandes catégories, mais *pour en tirer une conclusion, il serait nécessaire de pouvoir donner une comparaison économique entre ces 4 systèmes et leur équivalent fil.*



FIG. 13. — Liaison New-York — San Francisco — antennes sur le toit des bâtiments (Sierra Nevada)

Il semble que la comparaison n'a aucun sens chaque fois que le faisceau hertzien est utilisé pour franchir des *zones d'insécurité*, pour servir de secours au réseau fil vulnérable ou pour permettre l'établissement de réseaux mobiles.

Il semble également que, s'il s'agit de franchir un bras de mer, le coût d'établissement et de maintenance d'un câble sous-marin dépassera celui d'un faisceau hertzien chaque fois que les conditions géographiques locales permettront l'établissement de celui-ci. Cependant, il ne faut pas négliger les essais actuellement en cours utilisant des répéteurs immergés, essais qui peuvent remettre au premier plan l'utilisation des câbles sous-marins.

Les transmissions par *faisceaux hertziens à faible*

capacité, du type 3, sont souvent plus économiques que la pose de câbles, et donnent un service meilleur et plus régulier que les lignes aériennes. Si des interruptions inférieures à 1 % du temps sont tolérées, le coût des infrastructures est considérablement réduit et ces liaisons peuvent concurrencer les lignes aériennes même sur le plan économique.

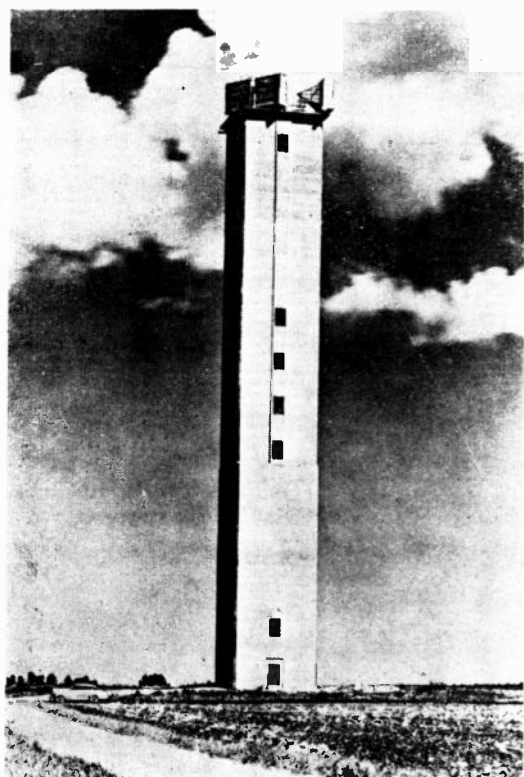


FIG. 14. — Liaison New-York — San Francisco — tours en béton contenant les équipements (Chicago Des Moines)

Reste la liaison radio à large bande, destinée à remplacer le câble coaxial sur certains parcours. Le nombre limité de liaisons en service ne permet pas de tirer de conclusions universelles. L'A.T.T. qui a l'expérience la plus riche en la matière, considère sur la base d'une étude présentée à la Fédéral Communication Commission (1) que le câble coaxial

(1) FCC Docket No 8963 du 9/28/48.

et le faisceau hertzien donnent sensiblement le même coût d'exploitation.

Une conclusion dans un sens ou dans l'autre serait actuellement prématurée, et l'expérience des réseaux en cours d'installation nous fournira probablement des bases de discussions plus précises.

De toutes façons, il est probable que les liaisons radio par faisceaux hertziens se développeront paral-

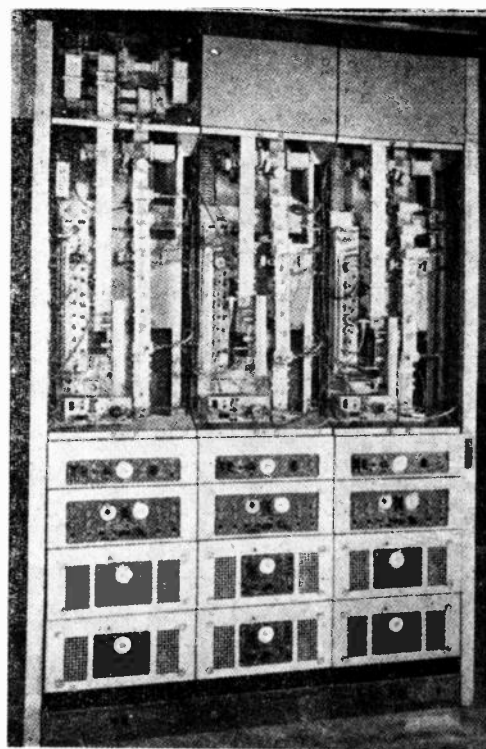


FIG. 15. — Liaison New-York — San Francisco — Relais triple monolatéral.

lèlement aux liaisons filaires, dans une proportion difficile à prévoir, et ce sera à l'honneur des grandes Administrations des Télécommunications d'Europe et d'Amérique, et en particulier de l'Administration Française des P.T.T. d'avoir contribué au développement de cette nouvelle technique, à la fois par les travaux personnels effectués au sein de l'Administration et par l'aide apportée à l'industrie lors des premières réalisations.

ANNEXE I

LARGEUR DE BANDE NÉCESSAIRE A LA TRANSMISSION D'UNE LIAISON RADIO MULTIPLEX EN MODULATION DE FRÉQUENCE

1. Conditions de transmission du signal d'essai 1 milliwatt au niveau 0.

Ayant quelques renseignements à la fois sur la nature du signal à transmettre, l'excursion de fréquence qu'il détermine et sur les conditions de distorsion que doit vérifier la liaison, il devient possible de déterminer la largeur de bande occupée par le spectre du signal et les caractéristiques de transmission des circuits.

On sait que, sur une onde modulée en fréquence, les courbures de caractéristiques des tubes ne produisent pas de distorsion. par contre, les caractéristiques amplitude/fréquence ou phase/fréquence des circuits déterminent, après modulation, des phénomènes de distorsion non linéaire.

Pour obtenir les caractéristiques de transmission désirées, il est nécessaire que chaque circuit présente une caractéristique de phase très linéaire ou, ce qui revient au même, une faible variation du temps de transmission dans la bande.

Si on suppose, ce qui est le plus simple que la variation du temps de transmission suit une loi parabolique dans la bande, ce qui correspond au cas d'un circuit accordé centré sur la fréquence médiane, il est facile de démontrer que le taux d'harmonique 3 est donné par la formule :

$$H_3 = \frac{\pi}{2} F_m \Delta \tau_0$$

où : F_m est la fréquence modulante,

$\Delta\tau_0$ la variation de temps de transmission dans la bande balayée en fréquence.

L'harmonique 2 apparaît par suite du centrage imparfait de l'excursion de fréquence dans la bande passante du circuit.

Soit δf , ce décentrage, le taux d'harmonique 2 résultant est donné par la formule :

$$H_2 = 2\pi F_m \Delta\tau_0 \frac{\delta f}{\Delta F}$$

Or, on a vu que les conditions de transmission imposaient, pour chaque répéteur, un taux de distorsion de :

$$H_2 = H_3 = 49 + 10 \log n$$

pour un signal d'essai de niveau $-6 + 10 \log n$ appliqué en un point de niveau O en supposant que les distorsions s'ajoutent en puissance (*).

Si n , nombre de répéteurs en série, est pris de l'ordre de 30 (ce qui correspond au cas des circuits internationaux de 2.500 km. de longueur) :

$$H_2 = H_3 = 64 \text{ db.}$$

représente le taux d'harmonique 2 et 3 à obtenir pour chaque répéteur avec ce signal d'essai.

Si on suppose, d'une part, que la sélectivité du récepteur radio intervient pour moitié dans la distorsion totale d'un répéteur (*) et que, d'autre part, elle est obtenue avec 8 circuits donnant des distorsions s'ajoutant en phase, le taux d'harmonique à obtenir pour chaque circuit devient :

$$H_2 = H_3 = 64 + 3 + 18 = 85 \text{ décibels par circuit,}$$

pour le signal au niveau $-6 + 10 \log n$, ou, ce qui revient au même :

$$\left. \begin{aligned} H_2 &= 85 - 6 + 10 \log n \\ H_3 &= 85 - 12 + 20 \log n \end{aligned} \right\} \text{ par circuit,}$$

pour le signal d'essai au niveau O .

Donc à l'excursion de fréquence ΔF_0 (correspondant au signal d'essai de 1 milliwatt appliqué en un point de niveau O) doit correspondre une variation de temps de transmission dans la bande donnée par les formules :

$$85 - 6 + 10 \log n = -20 \log \frac{\pi}{2} F_m \Delta\tau_0 \frac{\delta f}{\Delta F_0}$$

$$85 - 12 + 20 \log n = -20 \log 2\pi F_m \Delta\tau_0$$

(On voit que la condition sera plus sévère pour les voies transposées à la fréquence modulante F_m la plus élevée).

Dans la technique des équipements à courants porteurs, la fréquence moyenne de la voie transposée à la fréquence la plus élevée est de l'ordre de :

$$F_m = N \times 5 \text{ kc/s.}$$

où N est le nombre de voies transmises (inférieur à 120).

C'est ainsi que :

6 voies sont transmises entre 4 et 28 kc/s. ($N \times 5 = 30 \text{ kc/s.}$)	
12 — — — — — 12 et 60 kc/s. ($N \times 5 = 60 \text{ kc/s.}$)	
24 — — — — — 12 et 108 kc/s. ($N \times 5 = 120 \text{ kc/s.}$)	
60 — — — — — 60 et 300 kc/s. ($N \times 5 = 300 \text{ kc/s.}$)	
120 — — — — — 60 et 552 kc/s. ($N \times 5 = 600 \text{ kc/s.}$)	

Si on applique ce résultat dans les formules précédentes, on trouve les conditions :

$$85 - 6 + 10 \log N = -20 \log \pi \times 5 \times 10^3 \times N \Delta\tau_0 \frac{\delta f}{\Delta F_0}$$

$$85 - 12 + 20 \log N = -20 \log \frac{\pi}{2} \times 5 \times 10^3 \times N \Delta\tau_0$$

qui s'écrivent :

$$20 \log \Delta\tau_0 = 85 - 6 + 90 + 30 \log N + 20 \log \frac{f\delta}{\Delta F_0}$$

(*) En toute rigueur, les distorsions d'ordre 3 s'ajoutent en phase tandis que les distorsions d'ordre 2 s'ajoutent en puissance. Cependant, il est relativement aisé de compenser des distorsions s'ajoutant en phase au moyen de réseaux égaliseurs de sorte que les défauts de compensation donnent des distorsions erratiques s'ajoutant en puissance. Il est donc logique de supposer que les distorsions s'ajoutent en puissance.

$20 \log \Delta\tau_0 = 85 - 12 + 78 + 40 \log N = 151 \text{ db.} + 40 \log N$ et peuvent être remplacées par les 2 conditions suivantes définissant :

— l'une, la variation maximum de temps de transmission $\Delta\tau_0$ par circuit du récepteur radio de chaque répéteur pour l'excursion de fréquence $\pm \Delta F_0$.

— l'autre, le décentrage maximum δf de la fréquence porteuse par rapport à la fréquence centrale du circuit.

$$\Delta\tau_0 < \frac{30}{N^2} \text{ millimicrosecondes}$$

$$\delta f < \Delta F_0 10^{-\frac{18 + 10 \log N}{20}}$$

où N est le nombre de voies à transmettre, et

ΔF_0 l'excursion de fréquence correspondant au signal d'essai 1 milliwatt mesuré au point de niveau relatif O .

2. Largeur de bande à transmettre.

On a défini précédemment la largeur de bande à transmettre dans une liaison multiplex à modulation de fréquence par la formule :

$$\begin{aligned} B &= 2 (N \Delta F_{100} + \alpha F_m) \\ &= 2 (4n \Delta F_0 + \alpha F_m) \end{aligned}$$

où n est le nombre statistique de voies qui doivent être modulées à 100 % pour représenter le signal composite produit par l'équipement à courants porteurs.

$\pm \Delta F_{100}$ représente l'excursion de fréquence correspondant à une voie téléphonique modulée à 100 %.

α est le nombre de bandes latérales à transmettre en dehors de l'excursion de fréquence pour éviter une distorsion excessive.

On a convenu précédemment de prendre $\alpha = 2$.

Il est intéressant de trouver une correspondance entre cette « largeur de bande à transmettre sans distorsion excessive » et la « bande passante » (bande à 3 décibels) du récepteur.

Pour cela, il faut faire une hypothèse sur la valeur relative des termes « $n \Delta F_{100}$ » et « $2 F_m$ », ce qui revient à déterminer l'indice de modulation maximum correspondant à la fréquence modulante la plus élevée.

Pratiquement, tout le monde s'accorde pour prendre une excursion de fréquence maximum $n \Delta F_{100}$ comprise entre une fois et deux fois la valeur de la fréquence modulante la plus élevée à transmettre.

En effet, il n'est pas avantageux de prendre :

$$n \Delta F_{100} < F_m$$

car le rapport signal sur bruit sera réduit proportionnellement à $n \Delta F_{100}$ tandis que la largeur de bande à transmettre ne variera pratiquement pas, (elle tendra vers $2 F_m$).

Il n'est pas avantageux non plus de prendre :

$$n \Delta F_{100} \geq 2 F_m$$

car l'amélioration du rapport signal/bruit résultante entraînera une grande complication de circuits (conditions de linéarité des modulateurs, démodulateurs et conditions d'adaptation des feeders). Par ailleurs, l'augmentation de largeur de bande de transmission entraînera une diminution correspondante de la limite de portée de la liaison.

Nous prendrons donc 2 exemples :

— l'un en supposant : $n \Delta F_{100} = 4 n \Delta F_0 = F_m$

— l'autre en supposant : $n \Delta F_{100} = 4 n \Delta F_0 = 2 F_m$

(*) L'autre moitié de la distorsion d'un répéteur serait ainsi réservée aux distorsions des circuits émetteurs, aux réflexions dans les feeders et aux trajets multiples. Le calcul de ces distorsions a fait l'objet de nombreux articles dans la littérature technique. Nous ne les analyserons par ici. Le contrôle de ces distorsions impose des limitations dans la construction des équipements mais non dans leur emploi, contrairement à la sélectivité du récepteur qui est directement reliée aux problèmes de largeur de bande occupée et de plan d'allocation de fréquences.

et les formules fixant les conditions de transmission par circuit sont données par le tableau ci-dessous :

1 ^{er} Cas	2 ^e cas
$\Delta F_0 = \frac{F_m}{4n}$	$\Delta F_0 = \frac{F_m}{2n}$
$n \Delta F_{100} = F_m$	$n \Delta F_{100} = 2 F_m$
$\frac{B}{2} = 3 F_m = 12 n \Delta F_0$	$\frac{B}{2} = 4 F_m = 8 n \Delta F_0$
$\Delta \tau_n < (4n)^2 \Delta \tau_0$	$\Delta \tau_n < (8n)^2 \Delta \tau_0$
$< \frac{8\,000}{N^2} n^2 \Delta \tau_0$	$< \frac{2\,000}{N^2} n^2 \Delta \tau_0$
$\delta f < \frac{B}{12n} 10^{-\frac{18+10 \log N}{20}}$	$\delta f < \frac{B}{8n} 10^{-\frac{18+10 \log N}{20}}$

Pour faire correspondre à la condition de variation de temps de transmission une condition de variation d'amplitude du circuit caractérisant mieux la bande passante du récepteur, il serait nécessaire de faire des hypothèses sur la nature du circuit utilisé.

Dans le cas particulier de circuits antirésonnants simples accordés tous sur la même fréquence, on peut démontrer que la largeur de bande à transmettre.

$$B = 2 (n \Delta F_{100} + 2 F_m)$$

correspond assez bien à la largeur de bande à 0,45 db, par circuit ou à la largeur de bande à 3 db de l'ensemble des 8 circuits du récepteur avant limiteur.

L'utilisation de types de circuits plus élaborés (circuits couplés, filtres de bande, etc...) permet, avec des caractéristiques de transmission analogue, d'obtenir une sélectivité du récepteur beaucoup plus poussée, mais, dans tous les cas, on peut dire que :

« La largeur de bande passante (à 3 db) minimum du récepteur d'un répéteur de liaison radiomultiplex à modulation de fréquence est de l'ordre de la largeur de bande contenant l'énergie rayonnée par l'émetteur et est donnée par la formule :

$$B = 2 (n \Delta F_{100} + 2 F_m) = 2 (4 n \Delta F_0 + 2 F_m)$$

où ΔF_{100} est l'excursion de fréquence correspondant à une voie modulée à 100 %.

ΔF_0 est l'excursion de fréquence correspondant à un signal d'essai de 1 mW appliqué dans une voie en un point de niveau relatif 0.

F_m la fréquence maximum de la voie de fréquence la plus élevée transposée par l'équipement à courants porteurs.

ANNEXE 2

INFORMATIONS SOMMAIRES SUR LA LIAISON NEW-YORK - SAN FRANCISCO PAR FAISCEAUX HERTZIENS DE L'AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH Co

Capacité : 6 canaux à large bande, bilatéraux procurant chacun soit une voie de télévision, soit des centaines de voies téléphoniques.

Coût d'établissement : 40 millions de dollars.

Longueur totale : 4 700 kilomètres.

Nombre de stations terminales en tandem : 10.

Nombre de stations répéteurs et terminales : 107.

Distance moyenne entre répéteurs : 52 kilomètres.

Distance maximum entre répéteurs : 93 kilomètres.

Fréquence de fonctionnement radio : 3 700 à 4 200 Mc/s.

Système de transmission : Modulation de fréquence.

Excursion de fréquence maximum : ± 4 Mc/s.

Largeur de bande de transmission à 0,2 db : 20 Mc/s.

Séparation entre canaux de sens opposés : 40 Mc/s.

Séparation entre canaux de même sens : 80 Mc/s.

Puissance émise : 1/2 watt.

Nombre de canaux transportés par un aérien : 6.

Gain des aériens par rapport au radiateur isotrope : 39 décibels.

Largeur du faisceau à demi-puissance : 2 degrés.

Surface des aériens (cornets à lentille) : 10 mètres carrés.

Largeur de bande des aériens : 500 Mc/s.

Poids des aériens : 1 tonne chaque.

Hauteur des tours { Moyenne : 40 mètres,
Maximum (Des Moines) : 140 mètres.

Stations non surveillées : 98 sur 107.

envoyant 42 alarmes différentes,
recevant 10 ordres différents.

Voie de service : 1 voie omnibus entre stations auxiliaires,
1 voie express entre stations principales,

Alimentation normale : batteries en tampon sur source extérieure
(secteur ou diesel et alternateur).

Fonctionnement sans source : 8 heures,

Capacité des batteries : environ (chauffage) 12 volts 500 Ampères,
environ (alarme) 24 volts 20 Ampères.
environ (HT₁) 130 volts 20 Ampères.
environ (HT₂) 250 volts 10 Ampères.

Alimentation de secours : Diesel de 20 à 30 K. Watt à démarrage automatique.

Tubes utilisés :

à 4 000 Mc/s : 416A - Triode hyperfréquence exclusivement.

en MF { 404 A - Cathode à la masse,
417 A - Grille à la masse,
418 A - Tube de puissance cathode à la masse.

Produit de la puissance émise par le gain de l'aérien d'émission : 4 kilowatts.

Puissance d'alimentation par répéteur monolatéral :

H T 250 volts 1/4 ampère environ

B T 6,3 volts 6 ampères (tous les tubes sont alimentés sous 12 volts pour avoir une auto-régulation).

Nombre de tubes par répéteur monolatéral proprement dit :

Préamplificateur MF : 2 tubes 417 A.

Amplificateur MF : 1 tube 418 A., 6 tubes 404 A. et 1 tube 417 A.

Mélangeur : 1 tube 416 A.

Amplificateur HF : 3 tubes 416 A.

La figure 11 représente en trait plein les liaisons radio à large bande installées par l'A.T.T., en trait pointillé les liaisons projetées. Depuis 6 ans l'A.T.T. a installé 40 000 kilomètres de liaison à large bande dont 24 000 par radio. Les figures 12, 13, 14, représentent des exemples de tours support d'aérien.

La figure 15 représente 3 répéteurs monolatéraux côte à côte ; la partie supérieure de la baie comprend l'ensemble du répéteur actif composé de :

- 1 filtre d'entrée séparant le canal utile,
- 1 filtre passe-bande supprimeur de la fréquence image,
- 1 mélangeur à cristal de perte de conversion 6 décibels,
- 1 préamplificateur MF à 66 Mc/s à faible facteur de bruit de gain 12 db.
- 1 égaliseur de phase MF.
- 1 amplificateur MF de gain 65 décibels à 1 tube 417 A, 6 tubes 416 A et 1 tube 418 A.

— 1 mélangeur de sortie à tube 416 A de gain de conversion 6 db.
 — 1 amplificateur à 3 tubes 416 A dont les 2 premiers donnent un gain de 7 db et le 3^e un gain de 4 db et une puissance de sortie de 0,5 W.

— 1 contrôleur de puissance de sortie à filtre directionnel.
 — 1 filtre de mise en parallèle de sortie.

Le bas de la baie comprend :

— 1 émetteur et 1 récepteur de contrôle,
 — 1 générateur hyperfréquence piloté par quartz délivrant 200 milliwatts (1 oscillateur, 3 tripleurs, 3 doubleurs) utilisé comme signal local pour le mélangeur de sortie.

— 1 mélangeur oscillateur local délivrant un signal décalé de 40 Mc/s par rapport à l'oscillateur local. Ce signal sert de signal local pour le mélangeur d'entrée.

Le gain d'un répéteur est variable entre 60 décibels et 90 décibels, de façon à compenser une variation de niveau d'entrée de 30 décibels. La bande de transmission est de 20 Mc/s. La courbe de réponse en amplitude est plate à 0,2 db près et la variation du temps de transmission qui suit une loi approximativement parabolique est de + 10 à + 20 millimicro-seconde. L'égaliseur de phase placé entre les circuits préamplificateurs et amplificateurs le réduit à 2 millimicrosecondes.

L'émetteur d'un terminal comprend :

— 1 modulateur hétérodyne comprenant un mélangeur à 66 Mc/s excité par 2 klystrons réflex dont l'un est modulé en fréquence de ± 4 Mc/s par le signal video, l'autre inséré dans une boucle de stabilisation de fréquence. L'impédance de charge du klystron modulé en fréquence est réglé de façon à obtenir la plus grande largeur de bande linéaire ;

— la partie émission d'un récepteur normal.

Le récepteur d'un terminal comprend :

— la partie réception d'un répéteur normal.

— 1 démodulateur à 70 Mc/s composé de 2 étages limiteurs à cristal suivis d'un discriminateur à 2 circuits désaccordés et 1 amplificateur video.

BIBLIOGRAPHIE

B.S.T.J., octobre 1951. — Part. 11. — The T D 2 Microwave radiorelay system (Roetken, Smith, and Friis).

Electrical Engineering. — Septembre 1951. — A broad band transcontinental radio relay system (Grieser and Peterson).

F.M. - T V. — Août 1951. — 3 000 Mile Microwave relay.

Teletch - Octobre 1951. — Transcontinental Microwave relay.

ANNEXE 3

UN EXEMPLE D'EQUIPEMENT RADIO UHF POUR LIAISONS MULTIPLEX A PETIT NOMBRE DE VOIES

PAR

M. BASARD

Ingénieur à la Société LE MATERIEL TELEPHONIQUE

Le problème des liaisons par faisceaux hertziens fixes, avec relais, à nombre de voies réduit se pose notamment :

— dans les pays dont le réseau téléphonique est insuffisamment développé ;

— dans les régions dont la structure physique se prête mal à l'installation d'un réseau fil (cas d'un archipel) ;

— dans les autres régions, là où des organismes désirent se constituer un réseau téléphonique fixe, indépendant des services officiels.

L'équipement adapté à ces cas doit être simple, tout en permettant l'établissement d'un réseau complexe, et doit présenter les caractéristiques de transmission recommandées par le C.C.I.F.

La technique des transmissions multiplex à répartition dans le temps (par découpage des voies en impulsions modulées) répond à ce problème et permet notamment, grâce à la facilité des retraits ou insertions de voies, de réaliser un réseau complexe sans appareillage compliqué.

L'équipement radio associé à l'appareillage multiplex doit présenter les mêmes caractéristiques de simplicité et de souplesse d'emploi.

L'encombrement croissant de l'éther conduit à utiliser des fréquences supérieures à 1 000 Mc/s pour effectuer des liaisons radiomultiplex fixes ; le choix d'une fréquence de 2 000 Mc/s permet d'obtenir des faisceaux de largeur 1 degré à 1 décibel, avec des antennes à réflecteur parabolique de 3 m de diamètre ; une plus grande acuité du faisceau nécessiterait un pylône très rigide, donc très coûteux.

La technique des impulsions conduit à utiliser à l'émission un tube oscillateur qui peut être une simple triode à électrodes planes, robuste, utilisable dans de nombreux équipements ; son interchangeabilité permet à un opérateur non entraîné de procéder à l'échange d'un tube défectueux sans manœuvre spéciale et sans réglage à nouveau des circuits. Un tel tube peut être associé à un circuit dimensionné de telle façon que la puissance fournie par

l'oscillateur soit limitée par les propriétés électroniques du tube et non par les caractéristiques du circuit. Ainsi le tube 2 C 43, construit spécialement pour être modulé en impulsions, délivre une puissance crête de 40 Watts pour une puissance dissipée sur la plaque de 10 Watts maximum.

Cependant, l'emploi d'un auto-oscillateur manipulé par impulsions a semblé longtemps interdit dans les liaisons de qualité par la présence d'un niveau de bruit important dont l'origine s'explique ainsi : le démarrage d'un oscillateur manipulé par impulsions s'effectue sous l'influence de fluctuations d'origine thermique ; comme on utilise généralement le flanc de montée de l'impulsion pour transmettre l'intelligence du signal, l'incertitude sur l'instant d'établissement de l'impulsion se traduit par un bruit qui peut être, dans les cas pratiques, à un niveau de 40 à 50 décibels au-dessous du signal.

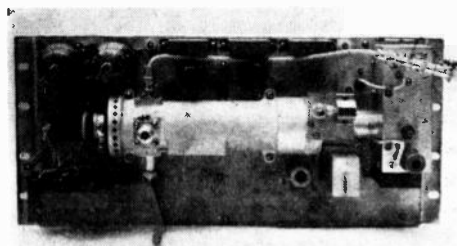


FIG. 1. — Emetteur 1700-2100 Mc/s

Des études systématiques, effectuées simultanément en 1942 à Lyon, aux laboratoires L.M.T. et à New-York, aux Laboratoires F.T.L. (1) ont permis d'éliminer ce grave défaut d'une manière particulièrement élégante : il suffit d'injecter dans l'oscillateur une tension entretenue de fréquence légèrement différente de celle de l'oscillateur et de niveau supérieur à celui du bruit fluctuant pour fixer l'instant de démarrage de l'impulsion ; cette oscillation auxiliaire, de niveau très faible - à laquelle par analogie

(1) Brevet n° 953.820 demandé le 6 Août 1947 à Paris.

avec un phénomène bien connu de chimie on a donné le nom d'oscillation de « catalyse » - est suffisante pour assurer la cohérence dans l'établissement des impulsions successives, et permet de réduire dans des proportions atteignant 20 décibels le bruit propre de l'oscillateur. Il est évident que l'oscillateur auxiliaire -

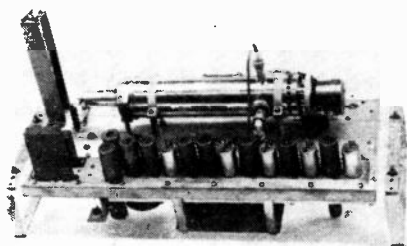


FIG. 2. — Récepteur 1700-2100 Mc/s

catalyseur - ne doit pas constituer une source de complication pour l'émetteur. Etant donné le faible niveau qu'il doit donner, il peut être avantageusement réalisé sous forme d'un oscillateur utilisant un tube standard de réception émettant une onde dont on sélectionne l'harmonique désiré pour réaliser la « catalyse » de l'oscillation.

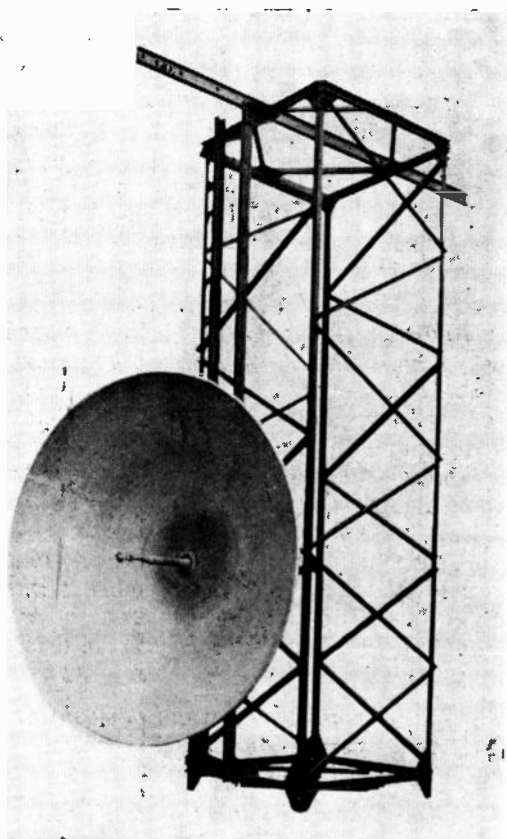


FIG. 2. — Antenne UHF à réflecteur parabolique de 3 m. de diamètre.

La figure 1 représente un émetteur dans la gamme 1 700-2 100 Mc/s constitué par un auto-oscillateur à tube 2 C 43 manipulé par le train d'impulsion. Le circuit oscillant, du type à « cloche de grille » permet d'assurer sensiblement la constance de la puissance émise sur une grande gamme sans commande compliquée.

Etant donné le gain élevé de l'aérien utilisé, le produit de la puissance crête d'émission par le gain de l'antenne est supérieur à 50 kilowatts. La grande valeur de l'atténuation de propagation

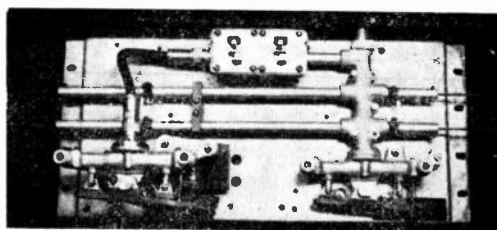


FIG. 4. — Panneau de filtre et de commutation d'antennes.

qu'autorise une telle puissance permet d'établir des liaisons radiomultiplex à grand nombre de relais, sans que l'addition des bruits à l'entrée des divers récepteurs devienne un facteur limitatif trop important.

Le catalyseur est constitué par un simple oscillateur à tube 6 J 6 dont on sélectionne l'harmonique 5.

La tête HF du récepteur utilise un oscillateur à cavité identique à celui de l'émetteur mais fonctionnant en régime continu et à faible puissance.

La figure 2 représente un tel récepteur. Le mélangeur d'entrée est à cavité : en raison de la faible source de bruit que constitue l'oscillateur triode associé à une cavité à haute surtension, il n'est pas nécessaire d'utiliser un mélangeur symétrique pour limiter l'injection de bruit dans les circuits amplificateurs.

L'aérien associé à cet émetteur n'est pas moins simple : les perfectionnements de la technique du repoussage sur métaux permettent de réaliser des réflecteurs paraboliques de 3 m de diamètre à partir d'un seul flanc d'aluminium, éliminant ainsi les résistances de contact variables, sources de bruit, des paraboloides assemblés. La figure 3 représente une parabole de 3 m de diamètre construite actuellement par des ateliers français à des centaines d'exemplaires.

La grande largeur de bande d'une telle antenne permet d'associer un certain nombre d'équipements à un même aérien. Il est évidemment possible de grouper, soit plusieurs émetteurs, soit plusieurs récepteurs, en les protégeant les uns des autres par des filtres passe-bande, mais il semble d'une portée plus générale de grouper l'émetteur et le récepteur nécessairement associés dans une liaison bilatérale ; la protection nécessaire entre émetteur et récepteur conduit à des exigences de filtrage bien plus sévères, mais le problème a été résolu de façon simple par l'emploi de cavités et de lignes résonnantes. La figure 4 représente un panneau d'antennes à lignes permettant de coupler un émetteur et un récepteur sur le même aérien, et éventuellement de commuter celui-ci de l'équipement en service sur un équipement de réserve.

La liaison des équipements radio aux aériens se fait par des feeders coaxiaux dont la longueur peut atteindre 150 m sans que des limitations d'emploi prohibitives apparaissent.

Ainsi, à la lumière d'une réalisation pratique, on voit qu'il est possible de résoudre de façon particulièrement simple le problème de la réalisation de réseaux radiomultiplex de qualité, transmettant un nombre de voies inférieur à cent.

LA LIAISON DE TÉLÉVISION PARIS - LILLE

(Historique et réalisation)

PAR

Y. ANGEL et P. RICHE

de la Radiodiffusion Française (Télévision)

I. — Genèse de l'opération.

Dès 1939, la Ville de Lille avait été choisie pour être pourvue du deuxième Centre français de télévision, choix justifié du point de vue national par la présence d'une population supérieure à un million dans la zone desservie par un seul émetteur et du point de vue international par la situation géographique de cette ville qui devait, à coup sûr, lui faire jouer dans l'avenir un rôle important comme nœud de départ de programmes relayés à destination de la Belgique et de la Grande Bretagne. Le déclenchement des hostilités, en paralysant l'activité de la télévision française a retardé de 10 ans la mise en service du Centre de Lille, mais le principe de l'opération est demeuré. Il était donc normal que la liaison Paris-Lille constituât le premier maillon du futur réseau d'interconnexion des Centres de Télévision en France.

Le trajet Paris-Lille réunissait, par ailleurs, la plupart des qualités requises pour l'établissement d'une liaison prévue pour l'exploitation, mais qui, étant la première, conserverait nécessairement un certain caractère expérimental.

La distance à couvrir, relativement réduite - 203 km à vol d'oiseau entre la Tour Eiffel et le Beffroi de Lille - et la facilité de l'établissement de l'infrastructure assurée par la nature du pays traversé - dispensant de construire des routes ou de longues lignes d'énergie - limitaient l'effort financier nécessaire, tout en posant les problèmes techniques fondamentaux de la transmission hertzienne de larges bandes de fréquence entre points fixes et sans en retarder la solution par l'incidence de difficultés secondaires liées au grand nombre des stations ou aux difficultés matérielles d'installation de celles-ci.

C'est dans ces conditions qu'en 1946, les Services techniques de la Radiodiffusion Française entreprirent l'étude du câble hertzien de télévision Paris-Lille, en s'assignant pour première étape la transmission unilatérale d'images de Paris à Lille.

II. Données techniques.

Si le choix des urbanités à relier ne fut l'objet d'aucune hésitation, il n'en a pas été de même pour la détermination des caractéristiques techniques du matériel. Tout d'abord, quelle serait la largeur de bande vidéo qu'on se proposerait de transmettre ?

Les études en cours dans les Laboratoires de divers constructeurs français montraient que la diffusion d'images à haute définition était techniquement viable, mais, entre 729 et 1 029 lignes, on ignorait encore sur quel chiffre se fixerait le futur standard télévisuel national. Or, il n'échappait à personne que la réalisation de notre prototype de liaison hertzienne serait longue, aussi il n'était pas possible de différer la réponse à cette question et l'on se résolut à exprimer les exigences maxima : transmission d'un signal vidéo s'étendant dans toute la bande des fréquences depuis zéro jusqu'à 15 Mc/s. D'autre part, afin de donner à la liaison un caractère d'autonomie aussi absolu que possible, il fut décidé que le système de relais acheminerait simultanément les images et les sons qui les accompagnent.

Le rapport signal/bruit exigé pour la liaison fut fixé à 70 dB pour la voie son et à 40 dB pour la voie vision. Ce chiffre de 40 dB, qui à première vue peut paraître faible, satisfait suffisamment aux exigences de l'œil et tient compte de ce que, dans l'état actuel de la technique, les meilleurs tubes analyseurs sont assez loin d'atteindre un tel écart signal-bruit. Il s'inspire d'ailleurs des recommandations du C.C.I.F. dont la XIV^e Assemblée Plénière venait de se tenir à Montreux. Cet Organisme Consultatif, réuni pour la première fois depuis la guerre, venait d'introduire parmi ses préoccupations les questions de transmission télévisuelle et avait proposé les écarts signal/bruit suivants :

35 dB pour les parasites erratiques discontinus,
40 dB pour les parasites erratiques continus,
55 dB pour les parasites récurrents.

Le chiffre moyen de 40 dB fut en définitive retenu pour l'ensemble des bruits parasites, afin de simplifier les essais, étant entendu que, par ailleurs, des précautions seraient prises pour éliminer, dans une large mesure, les brouillages à caractère récurrent.

Ces divers points établis, fixant les buts à atteindre, il convenait ensuite de rechercher quelles seraient les solutions techniques à adopter pour y satisfaire.

Tout d'abord, quelles seraient les ondes employées, métriques, décimétriques ou centimétriques ? Divers projets, établis par plusieurs grandes Compagnies françaises furent remis et examinés.

Il apparut rapidement, que quelles que soient les ondes, on ne pouvait, sans risque de compromettre

la qualité et la stabilité du résultat, compter sur la diffraction pour s'affranchir de la visibilité optique entre les stations. Il y avait alors intérêt à s'engager délibérément dans la voie ouverte par le développement de la technique des hyperfréquences et, ce point de vue admis, il était intéressant de rechercher des ondes aussi courtes que possible afin de réduire la hauteur de dégagement de Fresnel nécessaire. Toutefois, l'examen de résultats d'expérimentations américaines sur 15 cm fit craindre le risque d'effets de fading très accentués dus à l'interférence d'ondes se propageant entre stations sur des trajets différents aussi il parut préférable de s'en tenir à des ondes plus longues, de l'ordre de 30 cm.

Il fut donc décidé que le matériel serait établi pour fonctionner au voisinage de 1 000 Mc/s, les bandes de fréquences nécessaires devant, en principe, être prélevées sur les attributions des services fixes et les fréquences exactes fixées après terminaison des travaux des Conférences internationales qui se préparaient. La publication des actes finaux de la Conférence d'Atlantic-City rendit officielle l'attribution aux Services de Radiodiffusion de la bande 170-960 Mc/s, les fréquences supérieures étant dévolues aux Mobiles aéronautiques. Des fréquences de l'ordre de 900 Mc/s n'étant pas considérées à brève échéance comme utilisables pour la radiodiffusion visuelle ou sonore, il fut décidé de mettre à profit ces fréquences pour la liaison hertzienne en projet.

Dès lors il devenait possible d'envisager l'adoption de la modulation de fréquence aussi bien pour la voie vision que pour la voie son. A la station de départ, cette modulation peut être obtenue d'une manière simple et dans d'excellentes conditions de linéarité d'excursion, grâce à l'usage d'un klystron reflex travaillant sur une fréquence notablement plus élevée que 1 000 Mc/s, quitte à procéder ensuite par changement de fréquence. En cours de route et aux stations relais, la modulation de fréquence procure, grâce au jeu des limiteurs, une protection contre les bruits parasites et surtout contre les variations d'équivalent de transmission dues à la propagation et aux fluctuations de gain des nombreux amplificateurs en cascade. Enfin, elle traverse les étages changeurs de fréquence avec très peu de distorsion et l'on peut, sans difficulté, se passer de démoduler et de remoduler dans chaque station. En résumé, la modulation de fréquence présentait sur la modulation d'amplitude un ensemble d'avantages tels que son choix ne fut pas l'objet d'hésitations. En contre-partie, il convenait de veiller particulièrement à l'absence de distorsion de phase dans les circuits.

La question du nombre et des emplacements des stations terminales et intermédiaires sera examinée plus loin ; toujours est-il que les études préliminaires avaient montré que le nombre des stations-relais pouvait être réduit à 2 à condition d'accepter d'importantes surélévations d'au moins 60 m. Avec des surélévations franchement moindres, la sécurité de propagation ne pouvait être obtenue qu'au prix d'une réduction notable des portées, c'est-à-dire d'une augmentation du nombre des stations. Une étude économique, sommairement faite de la question, fit

opter pour la solution à deux stations intermédiaires. C'est dans ces conditions que fut établi le marché, attribué à la Cie Fse Thomson Houston pour la réalisation et la mise en place du matériel radio-électrique, l'Administration se réservant le soin de réaliser l'infrastructure.

Ayant admis le principe de surélévations importantes pour chaque relais, il eût été extrêmement coûteux d'envisager la construction de tours en maçonnerie d'une telle hauteur et l'on eut recours à l'édification de pylones métalliques, portant en leur sommet les aériens paraboliques et l'équipement hyperfréquences. Le problème de la répartition du matériel au sommet et au sol fut longuement discuté et controversé, finalement il fut admis que la plus grande partie des organes vitaux de la station, y compris les alimentations anodiques seraient au sommet des pylônes, ce qui nécessita de prévoir un dispositif de réchauffage des appareils afin de réduire la dérive thermique des oscillateurs.

Enfin, il n'était guère concevable de constituer au pied de chaque pylône relais un véritable petit centre doté de personnel et de matériel de dépannage et de maintenance, créé pour les seuls besoins de la liaison. Il fallut donc doubler les appareils en service par des appareils de secours susceptibles d'être substitués instantanément aux organes défaillants. Il en résulte la nécessité, soit d'un automatisme interne à chaque station, soit d'une télécommande actionnée depuis un poste de surveillance éloigné.

Ces conditions d'exploitation, dont le caractère impératif avait été parfaitement senti par le Constructeur dès le début de ses études, furent parmi celles sur lesquelles les techniciens se heurtèrent le plus longtemps. Une solution, à priori séduisante, fut envisagée : celle de jumeler deux tubes électroniques sur chaque étage d'amplification, l'épuisement d'un tube ne provoquant qu'une perte de gain rattrapée par le jeu des contrôles automatiques et des limiteurs. Toutefois, il fut objecté à ce point de vue, qu'un tel système « bilampe » ne conférerait aucune protection vis-à-vis de court-circuits inter-électrodes, ni vis-à-vis d'avaries survenant aux divers éléments du câblage. Cette dernière objection était particulièrement valable à l'époque de la réalisation des premiers éléments, époque caractérisée par l'inexistence sur le marché français de pièces détachées de bonne qualité. Par ailleurs, l'avantage du système bilampe de ne nécessiter aucune télécommande externe ni aucun organe de surveillance interne, était amoindri par le fait que ce système ne permettait pas d'éliminer toute télécommande, cette dernière restant nécessaire pour la mise en route et l'arrêt des stations en dehors d'horaires rigidelement préétablis pour lesquels la commande pourrait être accomplie par des horloges à contacts.

Finalement donc et bien que des études approfondies eussent été entreprises et même certains matériels réalisés, le principe du bilampe fut rejeté et chaque station équipée de deux voies totalement indépendantes, commutables par télécommande.

Ainsi, malgré l'ampleur limitée de la réalisation par elle-même, le problème fut posé dans toute sa généralité : transmission d'une bande de fréquences répondant aux exigences d'une télévision à très

haute définition, modulation sonore transmise sur le même faisceau hertzien que la modulation visuelle, grande portée entre relais atteignant 80 km, avec des surélévations importantes aux stations, fonctionnement sans surveillance avec télécontrôle et télécommande acheminés par une seule paire téléphonique.

III. — Étapes de réalisation.

C'est seulement le 11 novembre 1950 qu'une image, transmise de Paris, put être observée à Lille. Quatre ans s'étaient donc écoulés depuis le lancement de l'opération, quatre années d'efforts soutenus sans relâche.

Du côté de la Cie Française Thomson Houston, la première étape fut celle du développement de tous les appareils de mesure et de contrôle indispensables à la poursuite de l'étude proprement dite. Ensuite seulement commença la réalisation en maquettes des premiers éléments constitutifs des stations : oscillateurs, mélangeurs, amplificateurs à haute et moyenne fréquences. Pour la plupart de ces éléments plusieurs variantes durent être essayées. Ainsi le matériel actuellement en service prit progressivement sa forme définitive, tâche technique délicate pour des Ingénieurs qui l'accomplirent, compliquée et ralentie par les difficultés économiques de triste mémoire qui furent l'apanage des années 1944-48.

De son côté, le Service de la Télévision préparait l'équipement de l'infrastructure : détermination précise des emplacements, compte tenu des nécessités radioélectriques et des servitudes de hauteur, procédure d'acquisition des terrains, adduction d'énergie, établissement de lignes téléphoniques, mise en place de pylônes. Toutes ces tâches, nouvelles pour les Ingénieurs auxquelles elles furent confiées ont demandé de nombreuses démarches et posé de multiples problèmes dont nous n'évoquerons ici qu'un ou deux à titre d'exemple.

Dans la détermination des emplacements, il fallait notamment tenir compte de leur accessibilité, de la possibilité de surveillance de la station par les habitants proches, des possibilités de raccordement au réseau téléphonique et au réseau d'énergie en des points offrant d'une part le service téléphonique permanent, d'autre part une source d'énergie stable et peu sujette à dérangement.

Le projet initial prévoyait comme emplacement des stations terminales le sommet de la Tour Eiffel (relié par câble coaxial au Centre Cognacq-Jay) et le sommet d'une colline voisine de Martinval dans la banlieue sud de Lille. Une section coaxiale devait transporter les signaux depuis cette station jusqu'au Centre video de Lille, aménagé, en principe, dans l'immeuble de la Direction Régionale, 36, Boulevard de la Liberté. Les stations intermédiaires devaient être installées sur les points suivants : Mont Pagnotte (dans la forêt d'Halatte au Nord Est de Senlis) ; cote 150 sur le territoire de la commune de Sailly-Saillisel (Somme). Dans le choix de ces emplacements on avait notamment tenu compte du fait qu'ils étaient tous deux situés à faible distance du câble téléphonique souterrain Paris-Lille afin de faciliter l'établissement des circuits de conversation et de télécommande entre les diverses stations.

Deux circonstances particulières intervinrent toutefois pour modifier ce projet :

D'une part, les Services des Bases aériennes émettaient de sérieuses objections à l'installation de pylônes à Martinval à cause de l'aérodrome de Lille et au Mont Pagnotte étant donné les plans d'extension future de l'aérodrome de Creil.

D'autre part, un accord intervenait entre la Radio-diffusion Française et la Municipalité de Lille pour aménager le Centre de Télévision dans les locaux de l'Hôtel de Ville et pour utiliser son Beffroi d'une hauteur de 100 mètres comme support des antennes d'émission. Cette dernière circonstance fit songer à placer la station terminale de réception, non plus à Martinval, mais à Lille même, au sommet du beffroi.

Ces circonstances se présentèrent dans la période 1948-1949, alors que le matériel radioélectrique était en cours de construction, que les deux pylônes de 75 mètres destinés au Mont Pagnotte et à Sailly-Saillisel étaient approvisionnés et prêts à être montés. Il était donc grandement souhaitable de remanier le projet, sans toutefois modifier le nombre des stations intermédiaires, ce qui eut bouleversé les prévisions financières de l'opération et accumulé des retards d'exécution.

Les études sur cartes et sur le terrain reprirent donc pour savoir s'il était possible, d'une part, de déplacer la station du Mont Pagnotte ; d'autre part, d'atteindre directement le sommet du beffroi de Lille à partir de la station de Sailly-Saillisel, seul point haut valable dans la région en dehors des zones de servitudes aériennes. En ce qui concerne la première station, des recherches furent entreprises avec la collaboration de la Cie Française Thomson Houston et un emplacement découvert une trentaine de km plus à l'Est, en forêt de Villers-Cotterets. Les longueurs des portées se trouvaient sensiblement allongées, toutefois pour le premier bond, le dégagement au-dessus du sol (fig. 1) était tel que dans un cas comme dans l'autre, aucun incident de propagation n'était à craindre et pour le second, l'allongement de portée était compensé par une augmentation du dégagement, grâce à la prise en enfilade d'une région de points bas dessinée par le trajet du Canal du Nord, entre Oise et Somme et la Vallée de la Somme (fig. 2). De plus, le point choisi, bien que situé en plein cœur de la forêt de Villers-Cotterets, offrait, avec l'altitude maximum possible (cote 211), l'avantage d'être à côté de la maison forestière du Bois Hariez, habitée en permanence par un garde pouvant intervenir téléphoniquement en cas de non fonctionnement du balisage lumineux de sécurité aérienne.

Restait le franchissement de l'intervalle Sailly-Saillisel - Beffroi de Lille dont le dégagement était assez problématique. Malgré l'importante surélévation du Beffroi, le rayon hertzien était d'une part proche du sol dans la région de Vitry-en-Artois, traversait d'autre part la région des houillères du Nord, parsemée de « terrils » hauts de cent mètres et dont les cartes ne reproduisent pas la topographie exacte, d'ailleurs mouvante.

Tout essai radioélectrique étant évidemment exclus avant l'érection du pylône, on dut se contenter d'é-

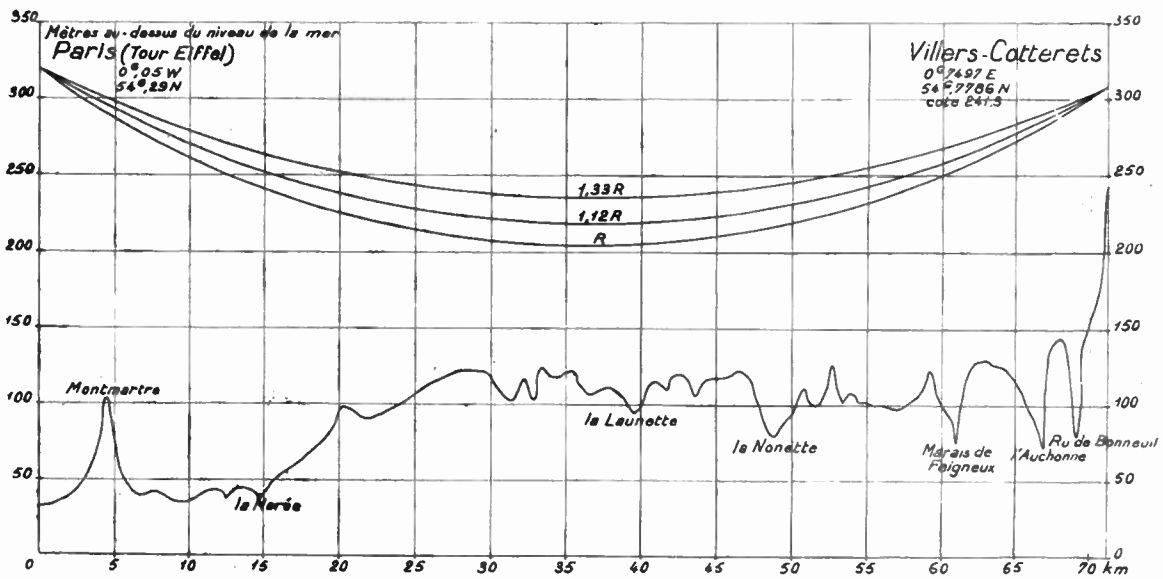


Fig. 1. — Coupe du terrain et faisceau hertzien entre Paris et Villers-Cotterets.

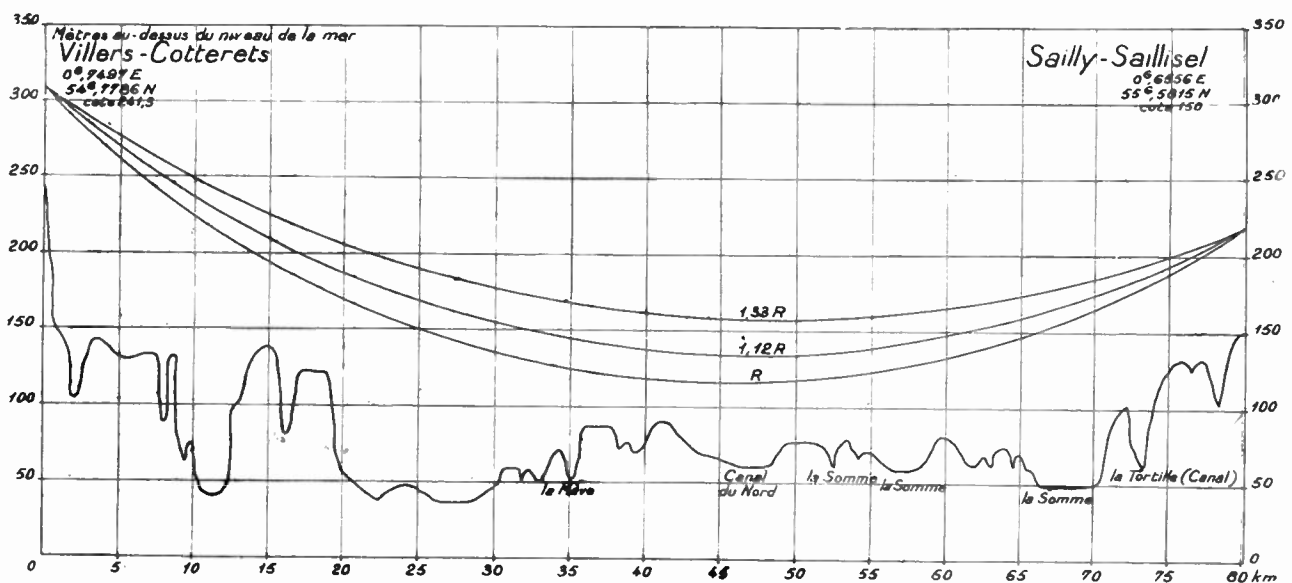


Fig. 2. — Coupe du terrain et faisceau hertzien entre Villers-Cotterets et Saillly-Saillisel.

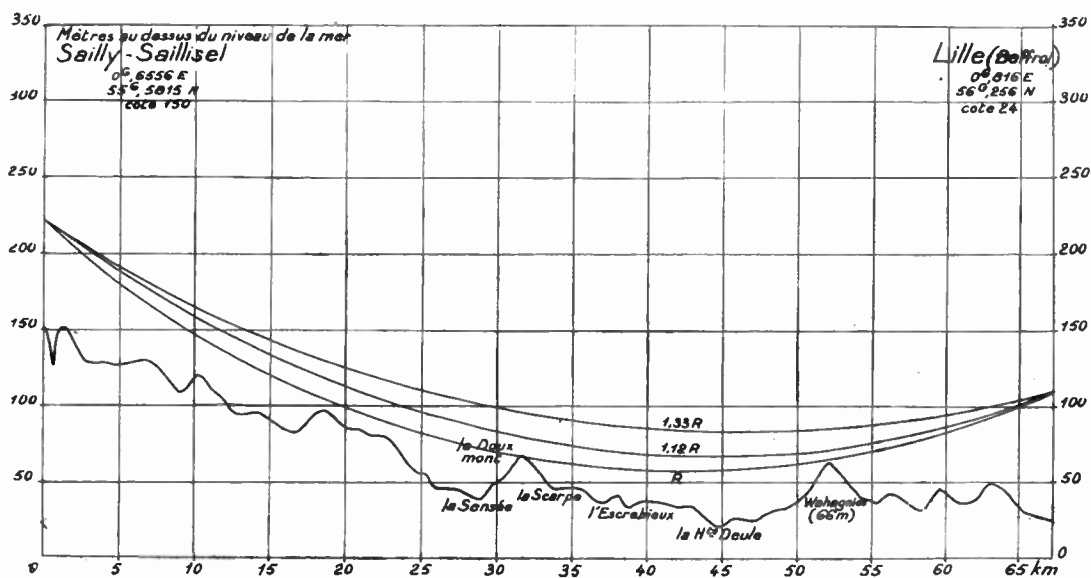


Fig. 3. — Coupe du terrain et faisceau hertzien entre Saillly-Saillisel et Lille.

tudes sur cartes et coupes de terrain (voir fig. 3) complétées par plusieurs reconnaissances sur le tra-

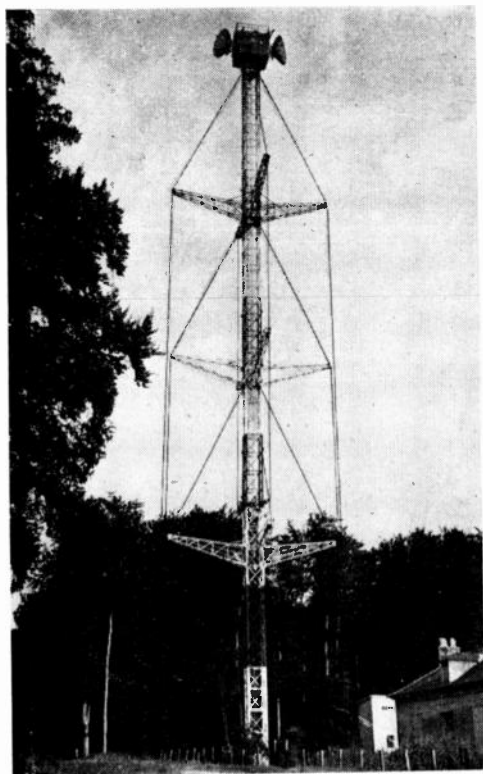


FIG. 4. — Vue du pylône de Villers Cotterets. Remarquer au sommet la cabine portant les paraboles et contenant le matériel radio électrique. Au sol à droite du pylône, le poste de transformation d'énergie et la maison forestière du Bois Hariez dans laquelle ont été installés les organes de télécommande raccordés au réseau téléphonique.

jet du faisceau. Bien que le dégagement se montrât médiocre, il fut décidé de tenter l'expérience, quitte à ajouter, après coup, une station intermédiaire de faible surélévation si les essais devaient montrer des affaiblissements prohibitifs sur cette section du parcours.

Quant à la structure mécanique des pylônes eux-mêmes, elle n'était, à priori, nullement indifférente. Non seulement ces pylônes devaient être calculés pour porter à leur sommet une cabine renfermant le matériel radioélectrique et les aériens paraboliques de 3 m de diamètre, mais encore ils devaient être suffisamment rigides pour que, malgré les importants efforts exercés par le vent sur les aériens, une légère torsion ne se produisît, ayant pour effet néfaste de dépointer le faisceau. Ceci conduisit à saisir une opportunité d'acquisition de deux pylônes de 75 m S.F.R. de type assez ancien, mais qui, munis d'un important haubannage (fig. 4) présentaient l'avantage d'avoir été étudiés pour supporter des efforts horizontaux de l'ordre de deux tonnes en leur sommet : ces pylônes avaient été créés pour soutenir des rideaux d'antennes Chirex-Mesny ainsi que leur rideau de réflecteurs. Les Ingénieurs spécialistes des constructions métalliques ne pouvant, malgré tout, donner par le calcul des assurances formelles, des essais d'application d'un couple de torsion au sommet d'un pylône durent être entrepris. Les résultats

obtenus furent satisfaisants et la rotation de la plateforme terminale resta inférieure au $1/2$ degré, pour un couple appliqué de 610 kgm, c'est-à-dire supérieur à celui que l'inégalité de prise au vent sur les deux paraboles pouvait créer dans le cas le plus défavorable. On conçoit que ce genre d'expérimentation, peu familier aux Ingénieurs radioélectriciens n'était pas sans présenter quelques difficultés.

Le matériel réalisé et l'infrastructure établie, la mise en place de la liaison et les essais bond par bond commencèrent. Ces travaux occupèrent la majeure partie de l'année 1950, vers la fin de laquelle on put voir à Lille des images venues de Paris. A ce sujet, et sans anticiper sur la description technique donnée par MM. LAPLUME, SCHIRMANN, FRATICELLI et JEANNIN, réalisateurs de la liaison, rappelons que le signal video n'apparaît en aucun point de la chaîne de relais, chaque station comprenant uniquement des amplificateurs et des changeurs de fréquence. L'image n'est donc pas visible en cours de route et c'est seulement après mise en fonctionnement de toute la chaîne que le résultat subjectif tant attendu put être observé.

D'emblée, la qualité de cette image justifia les hypothèses faites et confirma la justesse des calculs. Leur vue soulagea les esprits encore inquiets quant à l'affaiblissement de propagation entre Sailly-Sailles et Lille.

Il n'en restait pas moins que le matériel, bien que mis en station, n'était pas encore sorti du domaine du Laboratoire et plus d'un an a dû s'écouler ensuite avant de pouvoir passer de ce stade d'essais à celui de la mise en exploitation expérimentale.

De nombreux points d'interrogation subsistaient en effet : la réserve de gain serait-elle assez grande pour dominer les effets du fading à craindre particulièrement pendant la saison d'été et assurer le service pendant un pourcentage de temps honorable ? La stabilité et la tenue du matériel sans surveillance en haut des pylônes seraient-elles suffisantes pour assurer l'exploitation, toute possibilité de retouche des réglages et de dépannage rapide étant exclue ? Quelle serait la durée de vie des lampes, notamment des tubes hyperfréquences 2 C 39 et 2 C 43 ? Le système de télécommande et de télécontrôle dont le poste central est à Lille, seul moyen de connaître l'état de fonctionnement de chaque station relais et d'agir sur elle s'avérerait-il sûr et efficace ? Comment organiser les visites de maintenance et quelle serait leur fréquence ?

Ces différents points furent l'objet des soucis quotidiens des Ingénieurs responsables pendant toute l'année 1951. Ils sont aujourd'hui, dans l'ensemble, élucidés, encore que l'expérience actuelle de plus d'une année soit loin d'être complète.

En ce qui concerne la propagation, il a déjà été indiqué que d'après les résultats des études préliminaires, les deux premiers bords ne devaient, même en cas de conditions troposphériques défavorables être à l'origine que de peu d'incidents de propagation. Par contre, les risques d'évanouissement étaient beaucoup plus sérieux pour le troisième. Aussi, dans les premiers mois des essais, d'importantes fluctuations du signal reçu, certains jours de pluie notamment, firent craindre que des réflexions au sol varia-

bles suivant l'état d'humidité du terrain pussent provoquer des interférences néfastes. Il semble aujourd'hui établi avec certitude que ces phénomènes étaient imputables non à la propagation mais à l'instabilité de réglages d'appareils en cours d'essai. Jusqu'à présent, il n'a été enregistré aucune période d'interruption de la liaison pour des raisons de propagation. Il est vrai, toutefois, que des essais systématiques sur des périodes de 24 heures n'ont pu encore valablement être entrepris, faute d'un appareillage complet d'enregistrement des fluctuations du signal reçu par chaque station, appareillage qui sera mis prochainement en service.

Pour l'endurance du matériel, en dehors des interventions nécessitées par la mise au point et l'exploitation expérimentale, très peu d'expéditions de dépannage furent nécessaires et le plus souvent pour des incidents d'ordre secondaire qui pourront être facilement évités lors de mise en exploitation définitive. Plusieurs interruptions ont été causées par le manque de secteur, bien que les raccordements aux réseaux B.T. ruraux aient été évités et les branchements effectués sur des lignes à 15 000 Volts. Le plus souvent ces pannes étaient dues, non à des dérangements mais à des coupures en vue de l'entretien des lignes. A la suite d'interventions faites auprès des Sociétés distributrices d'Electricité, ces incidents de secteur ont à peu près disparu.

Quelques tubes hyperfréquences d'importation 2 C 39 se sont détériorés dès les premiers mois d'essais, par court-circuit cathode-grille. Cette anomalie accidentelle provenait vraisemblablement d'un défaut de fabrication, car le retour de pareils faits n'a pas été signalé depuis plus de 6 mois avec lots de tubes plus robustes du type amélioré 2 C 39 A.

Enfin, les dispositifs de télécommande et de télécontrôle, organes auxiliaires de la liaison et pourtant organes vitaux, furent parmi ceux dont la mise au point se montra la plus délicate. On s'était donné au départ la condition de ne consacrer à cet usage qu'une seule paire téléphonique reliant chaque station, isolée à un poste de commande central installé à Lille près de la station terminale. Initialement même, dans le but de réduire les frais d'exploitation, il avait été envisagé d'utiliser, pour chaque station un circuit d'abonné ordinaire commuté selon la procédure du trafic interurbain normal et servant à la fois à la télécommande et aux conversations échangées avec la station pendant les visites de maintenance. Cette solution se montrait particulièrement économique si le nombre des interventions téléphoniques sur la station pouvait être réduit, ce qui était possible grâce au jeu, d'une part d'horloges à contacts, d'autre part d'un automatisme interne effectuant spontanément le changement de voie en cas d'avarie sur la voie en service. Tous ces projets paraissent parfaitement viables, toutefois on y a renoncé partiellement et provisoirement devant certaines difficultés rencontrées telles que les suivantes :

Malgré le principe de télécommande adopté, dans lequel les différents ordres sont déterminés par l'envoi simultané de plusieurs fréquences pures pendant plusieurs secondes, des fausses manœuvres se sont produites du fait de la rentrée en ligne d'opératrices, de clocs de commutation, d'enfichages et d'appels

intempestifs. Il aurait été relativement aisé d'augmenter encore la protection de la télécommande contre de pareils effets parasites, toutefois un autre obstacle apparut, qui fit que dans l'immédiat des circuits spécialisés Lille - Bois Hariez et Lille - Sailly-Saillisel furent établis. Les difficultés provenaient en effet des variations importantes, d'un appel à l'autre, de l'équivalent de transmission du circuit par suite de la grande diversité possible de sa constitution. Par ailleurs la mise en œuvre d'appareils à granderéserve de sensibilité était empêchée par le raccordement du système bilatéral de télécommande au circuit téléphonique à 2 fils nécessitant un transformateur différentiel dont l'équilibrage ne pouvait être obtenu d'une manière satisfaisante dans tous les cas, compte tenu des variations d'impédance du circuit, selon sa composition. En résumé, malgré les difficultés rencontrées, le système de télécommande a pu être mis au point, au prix toutefois de certains sacrifices sur sa souplesse et sur l'économie de son exploitation.

VI. — Conclusion.

Les pages qui précèdent ont montré que la réalisation de la première liaison hertzienne française à très large bande a posé des problèmes délicats et variés. On peut affirmer aujourd'hui que ces difficultés ont été surmontées et marquer un certain optimisme quant à la réalisation de chaînes de relais couvrant de plus grandes distances. L'établissement d'une liaison par faisceau hertzien demande certes une préparation minutieuse et longue. Indépendamment des impératifs de la transmission proprement dite, de nombreux paramètres interviennent imposant des conditions dont les importances respectives n'avaient pas pu toujours être mesurées dès le départ à leur juste valeur, aussi le relais Paris-Lille, qui fait en France figure de précurseur, a-t-il subi de nombreuses vicissitudes lors de son établissement.

Il n'est pas douteux qu'une entreprise semblable à engager de nouveau pourrait être menée à bien beaucoup plus rapidement et beaucoup plus sûrement, grâce à l'accroissement considérable, au cours de ces dernières années, du potentiel technique national en matière de liaisons hertziennes, accroissement suffisamment attesté par l'abondance et le choix des articles qui composent ce numéro de *L'Onde Electrique*.

L'ampleur des études et des travaux nécessaires est à l'échelle nationale et non à celle d'une Administration isolée. Un groupement de tous les Services Publics intéressés par les télécommunications sur ondes métriques, décimétriques et centimétriques est souhaitable pour l'équipement des stations-relais afin que celles-ci puissent être installées et exploitées dans des conditions aussi favorables que possible tant au point de vue technique qu'au point de vue économique.

Ce groupement, en vue de la grande œuvre commune, se matérialise davantage à chaque réunion de la Commission des Points Hauts, sous l'impulsion de laquelle de nombreux Services Publics prospectent sans relâche pour compléter la carte des sommets utilisables et étudier l'équipement de ceux-ci sans déparer les paysages français et sans créer de danger pour la navigation aéronautique.

L'ÉQUIPEMENT DU FAISCEAU HERTZIEN DE TÉLÉVISION PARIS-LILLE

PAR

J. LAPLUME, S. SCHIRMAN,
R. FRATICELLI, R. JEANNIN

Département Radar-Hyperfréquences
de la « Compagnie Française Thomson-Houston »

Le faisceau hertzien de télévision de la COMPAGNIE THOMSON-HOUSTON dont le prototype est actuellement en exploitation sur le trajet Paris-Lille, permet la transmission simultanée de signaux de télévision de haute définition et de signaux sonores de qualité Radiodiffusion. Les bandes passantes sont 0-15. Mc/s pour la video, 30-15.000 c/s pour le son.

1. — Principes de base.

La conception de l'équipement a été basée sur les principes suivants :

élevées, et pour laquelle on dispose actuellement d'excellentes triodes (2 C 43 et 2 C 39 A), robustes, de fonctionnement sûr et de coût modéré.

B. — TRANSPOSITION DE FRÉQUENCE AUX RELAIS

Les stations-relais opèrent une double transposition de fréquence sans démodulation. La majeure partie de l'amplification est effectuée sur la bande de fréquences intermédiaires 68-102 Mc/s. Deux fréquences porteuses d'émission seulement (940 et 905 pour la video) sont utilisées en alternance dans les différentes stations.

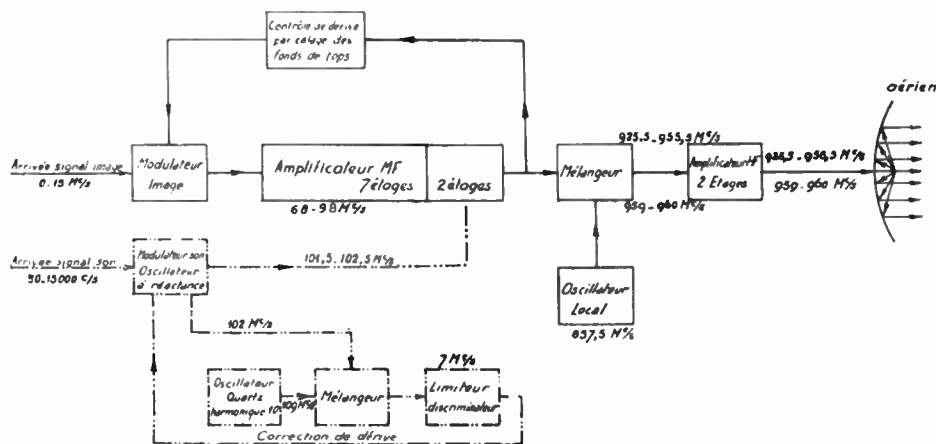


Fig. 1. — Schéma synoptique de la station émettrice du relais-PARIS-LILLE.

A. — LONGUEUR D'ONDE

Les fréquences d'émission et de réception sont situées dans la gamme 900-1 000 Mc/s (longueur d'onde 30 cm), où les risques d'évanouissement sont moins grands qu'aux fréquences sensiblement plus

C. — MULTIPLEX SON-IMAGE

Les signaux sonores et d'image sont transmis en multiplex et cheminent donc dans les mêmes circuits aux stations intermédiaires, ainsi que dans une partie des stations terminales. Il en résulte une simpli-

fication notable des relais. Afin de réduire au minimum les risques de diaphonie, les deux signaux modulent séparément leurs porteuses respectives, qui sont ensuite superposées dans l'amplificateur MF

simple application des signaux modulateurs sur l'électrode de réflexion. L'oscillation modulée en fréquence fournie par le klystron est transposée dans la bande MF (68-98 Mc/s) par mélange avec l'oscilla-

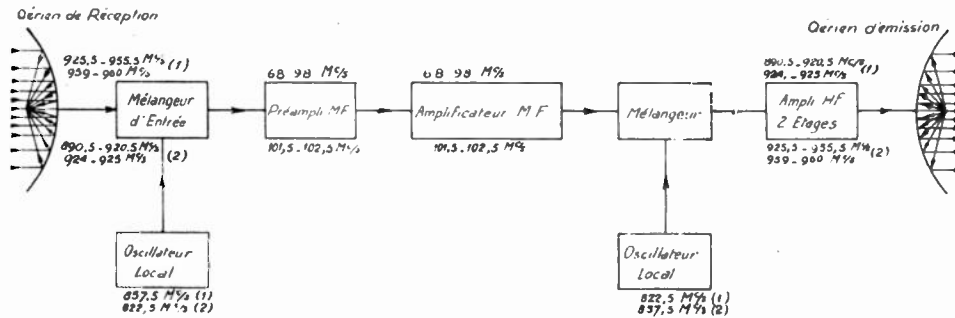


FIG. 2. — Schéma synoptique d'une station répétreuse.
(1) 1^{re} station relais.
(2) 2^e station relais.

de la station de départ. Une plage de garde de 3,5 Mc/s entre les extrémités les plus voisines des spectres son et image permet une séparation commode à l'arrivée. On utilise la modulation de fréquence, tant pour le son (indice 30) que pour l'image (indice 1).

tion fixe d'un second klystron reflex. L'originalité de ce dispositif réside dans le fait que le klystron modulé (2 K 28) oscille dans la gamme 9 cm et le klystron fixe (RHK 6 332) dans la bande 3 cm. L'excursion de fréquence du klystron modulé se trouve triplée dans le mélange ; pour obtenir une déviation

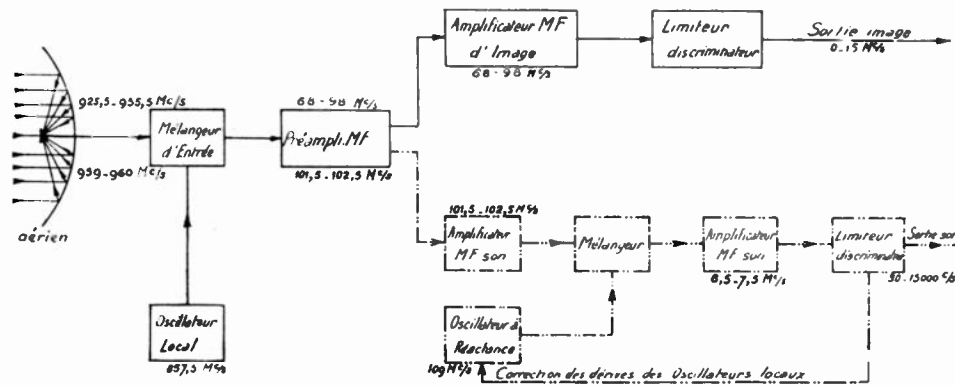


FIG. 3. — Schéma synoptique de la station réceptrice.

D. — DUPLICATION DE L'ÉQUIPEMENT

Les stations intermédiaires fonctionnent sans surveillance locale. Afin d'assurer la continuité du service en cas de défaillance du matériel, chaque station est équipée de deux voies distinctes, mais identiques, rapidement commutables.

La structure des trois types de station (émettrice, relais, réceptrice) est indiquée sur les diagrammes des figures 1, 2 et 3. Nous n'entreprendrons pas une description détaillée des stations, qui nous conduirait à de trop longs développements. D'ailleurs, certains éléments sont de conception et de réalisation maintenant classiques. Nous nous bornerons à préciser quelques aspects particulièrement caractéristiques de l'équipement.

2. — Quelques particularités de l'équipement.

A. — MODULATEUR IMAGE

Le modulateur image met à profit la facilité de modulation en fréquence du klystron reflex par

de ± 15 Mc/s de la porteuse image, il suffit donc d'une excursion de ± 5 Mc/s de la fréquence du 2 K 28. Sur une plage aussi réduite, la linéarité de modulation est excellente, et très largement supérieure à

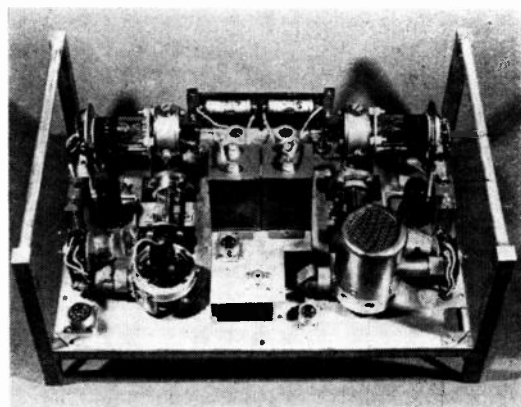


FIG. 4. — Modulateur image.

ce qu'exige la transmission correcte de signaux de télévision.

Le système de « calage des fonds de tops », incorporé au modulateur, a un double but : assurer la transmission de la teinte moyenne de l'image, d'où résulte notamment une meilleure utilisation de la bande passante du relais, et empêcher le spectre image de glisser vers la bande réservée au son, ce qui constituerait une cause de diaphonie. Le système comporte : un démodulateur de porteuse image, un séparateur qui extrait les tops de synchronisation

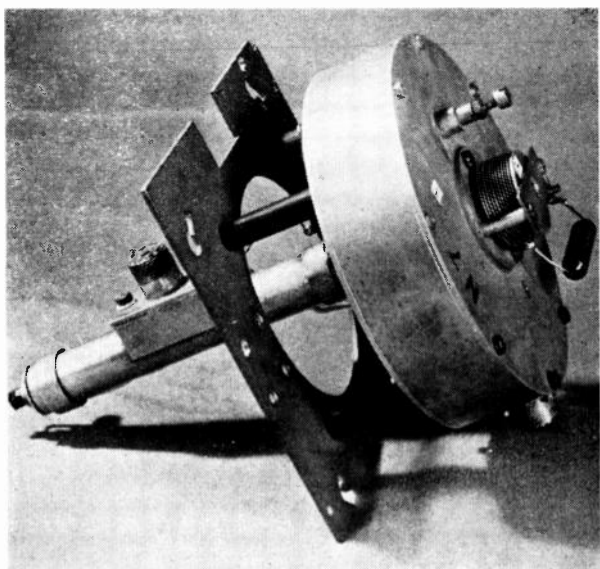


FIG. 5. — Amplificateur U.H.F.

du signal démodulé, et un détecteur de crête qui fournit la tension de correction appliquée à l'un des klystrons. Comme on le voit sur la figure 1, les deux modulateurs sont rassemblés sur le même châssis.

B. — AMPLIFICATEUR U. H. F.

L'amplificateur UHF utilisé dans l'avant-dernier étage des stations émettrice et relais est équipé d'un tube 2 C 39 A. Le circuit d'entrée est constitué par une ligne coaxiale court-circuitée à une extrémité. Le circuit d'anode est une cavité du type « hybride ».

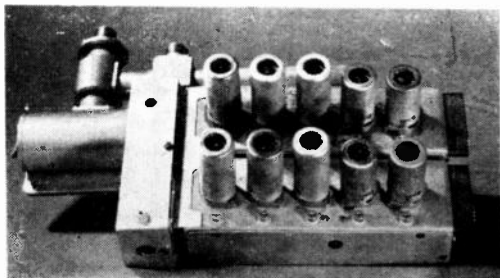


FIG. 6. — Ensemble mélangeur d'entrée et préamplificateurs à faible bruit.

Le gain en puissance est de 5 sur une bande de 30 Mc/s pour une tension d'alimentation de 600 volts. On aperçoit sur la figure 5, au sommet de la cavité,

la vis de réglage permettant de rattraper les variations de capacités internes d'un tube à l'autre.

C. — COMMUTATION DE VOIE

La commutation de voie est purement électronique, c'est-à-dire qu'elle est effectuée sans aucun mouvement de conducteurs parcourus par des cou-

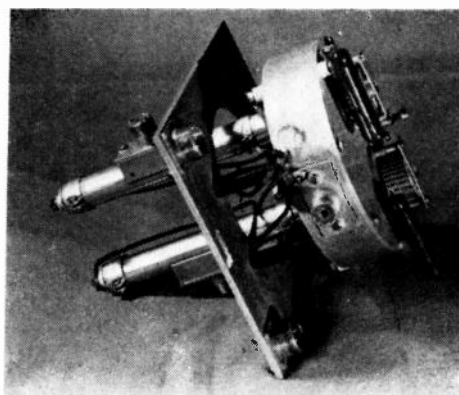


FIG. 7. — Commutateur électronique.

rants modulés. La voie en attente est simplement préchauffée, et la haute tension n'est appliquée que sur les étages de la voie en service. Les organes communs aux deux voies sont les aériens et le mélangeur

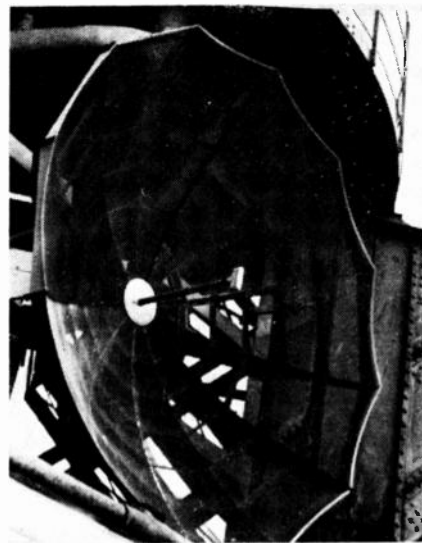


FIG. 8. — Aérien émetteur (Tour Eiffel).

d'entrée équipé d'un cristal au silicium RHC 3131. Le mélangeur d'entrée attaque en parallèle les deux préamplificateurs à faible bruit correspondant à chacune des voies (fig. 6). Les triodes qui équipent les trois premiers étages du préampli sont attaquées par la cathode. L'impédance d'entrée du préampli non alimenté en haute tension est celle que présen-

tent les capacités parasites et d'entrée du premier tube : elle est donc élevée devant l'impédance apparente sur la cathode du premier tube de la voie en service, de sorte que le facteur de bruit de la station est peu affecté par la mise en parallèle des deux pré-amplis.

Le commutateur électronique de sortie (fig. 7) effectue le raccordement entre les sorties des amplificateurs UHF des deux voies et l'aérien d'émission commun. C'est un amplificateur équipé de deux tubes 2 C 39 A dont les circuits d'entrée sont distincts et la cavité de sortie commune. Un seul à la fois des deux tubes 2 C 39 A est alimenté en haute tension. Le gain du commutateur est un peu plus faible que celui d'un étage à un seul tube, mais c'est sans importance, la puissance de sortie étant de toute manière limitée par la saturation à 5 watts environ.

D. AÉRIENS

Les aériens sont constitués par des doublets placés au foyer de réflecteurs paraboliques de 3 mètres de diamètre d'ouverture. Le réflecteur est en métal déployé. Le gain des aériens est de 25 db. L'ouverture relativement large du faisceau (8° à demi-puissance) permet un pointage aisé. Les figures 8 et 9 illustrent la disposition des aériens sur la Tour

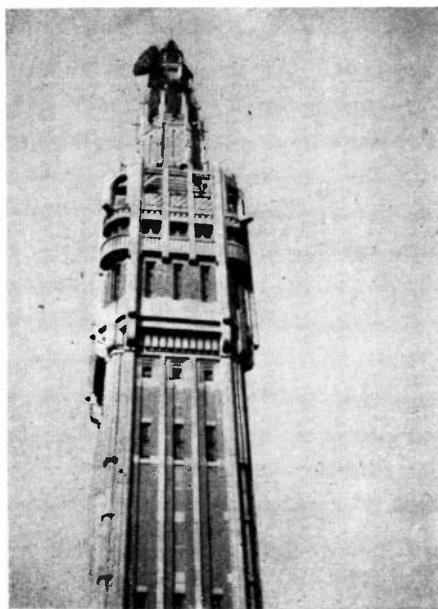


FIG. 9. — Le beffroi de l'Hôtel-de-Ville de LILLE.

Eiffel et au sommet du beffroi de Lille. Signalons, en ce qui concerne la station de Lille, qu'il n'a été observé aucune perturbation du fonctionnement du relais imputable à l'émetteur, en dépit de la proximité des aériens (moins de 2 mètres).

E. — DISPOSITION DES ORGANES

Les deux voies de transmission, placées côte à côte, sont constituées par la disposition en file horizontale des différents organes. Cet agencement per-

met d'éloigner au maximum la sortie de l'entrée, ce qui réduit les risques de réaction, diminue la longueur des feeders d'antenne et des câbles de liaison.



FIG. 10. — Meuble émetteur.

Les tiroirs d'alimentation meublent l'espace disponible sous la platine HF (fig. 10). L'exigüité du local mis à notre disposition au sommet du beffroi nous a conduits à scinder la station réceptrice en deux parties. L'équipement radio est enfermé dans un



FIG. 11. — Coffret récepteur (LILLE).

coffret étanche placé derrière la parabole (fig. 11), tandis que les alimentations et les organes de contrôle sont rassemblés dans une baie installée dans la salle de l'émetteur (fig. 12).

F. — TÉLÉCOMMANDE

La mise en marche et l'arrêt des stations non surveillées de Villers-Cotterets et Sailly-Saillisel peuvent s'effectuer, soit par des horloges à contacts suivant un horaire pré-établi, soit manuellement de Lille grâce à un système de télécommande utilisant des

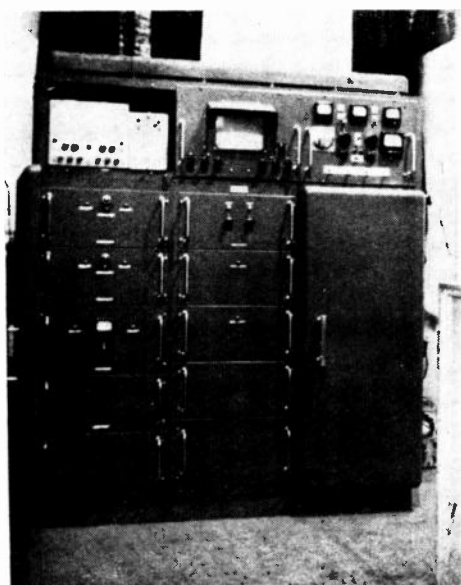


FIG. 12. — Meuble alimentation et contrôles (LILLE).

lignes téléphoniques ordinaires. Le système de télécommande permet d'effectuer les opérations suivantes à chacune des stations-relais :

- a) Mise en marche et arrêt de la station, avec priorité sur l'horloge ;
- b) Changement de voie.

L'équipement de télécommande fournit également à l'opérateur un certain nombre de renseignements sur l'état de la station : indication de marche, indication de voie en service, manque de secteur. Un dispositif spécial assure la remise en marche automatique de la station en cas d'arrêt dû à une panne de secteur n'excédant pas trois minutes.

On aperçoit le tiroir de télécommande à la partie supérieure droite de la photographie de la figure 12.

3. — Premiers résultats.

La période de mise au point sur chantier s'est achevée en septembre 1951 en ce qui concerne la transmission des images. La retransmission des images reçues sur l'antenne de Télé-Lille a commencé après un trimestre de mise en observation de l'équipement. Elle est quotidienne depuis le début de février dernier. Les mesures des performances de l'équipement portant sur une longue période sont actuellement en cours. Les résultats de ces mesures feront l'objet d'une publication ultérieure. On peut dire dès à présent que la transmission est correcte, sans perte de définition appréciable ni détérioration visible du rapport signal/bruit.

Nous remercions l'Administration de la Radiodiffusion et Télévision françaises en la personne de M. CHEDEVILLE ainsi que ses collaborateurs des Services Techniques pour l'aide et les encouragements qu'ils nous ont apportés au cours de nos travaux.

Nous avons également apprécié la collaboration de MM. MARCHAIS et CEZARD pour la Télécommande, de M. HAMMER pour les équipements video, et des techniciens de la COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON qui ont participé à la réalisation du relais PARIS-LILLE avec dévouement et dans un bel esprit d'équipe, notamment MM. LESCAT, LESIEUX, BOUTIN, LEPROUST, LACOSTE et BRISSET.

LES ÉQUIPEMENTS DU FAISCEAU HERTZIEN DIJON-STRASBOURG

PAR

P. RIVIERE

*Ingénieur Chef du Service Multiplex
de la « Société Française Radio-Electrique »*

M. SCHWINDENHAMMER

*Ingénieur
Chef de Section au Service Multiplex
de la « Société Française Radio-Electrique »*

La liaison hertzienne DIJON-STRASBOURG vient d'être mise en service par l'Administration des P.T.T. Les équipements radioélectriques de ce faisceau hertzien, prévu pour transmettre un groupe de 60 voies téléphoniques, ont été construits par la Société Française Radioélectrique. C'est à la description de ces équipements (émetteurs terminaux, relais, aériens) que nous nous attacherons plus particulièrement ici, l'infrastructure générale d'une telle liaison et ses qualités de transmission téléphonique étant examinées par ailleurs dans l'article de MM. SUEUR et LIBOIS : Les faisceaux hertziens dans les réseaux téléphoniques modernes.

Structure générale du faisceau.

Le faisceau hertzien comporte deux stations terminales et deux stations relais.

L'ensemble de ces quatre stations divise le faisceau en trois sections désignées ci-dessous :

1^{re} section : MONT-AFRIQUE, BESANÇON (MONTFAUCON), distance = 87 km.

2^e section : BESANÇON (MONTFAUCON), GUEBWILLER (Grand ballon), distance = 105 km.

3^e section : GUEBWILLER (Grand ballon), STRASBOURG, distance = 90 km.

La distance totale est de 282 km, les différents points ont été choisis pour assurer une visibilité optique sur tout le trajet. Nous donnons ci-dessous les caractéristiques géographiques des emplacements choisis :

MONT-AFRIQUE, altitude 658 m. situé à 8 km de DIJON à vol d'oiseau.

MONTFAUCON, altitude 680 m. situé à 6 km de BESANÇON à vol d'oiseau.

GRAND BALLON, altitude 1426 m. à 10 km au sud environ à vol d'oiseau de GUEBWILLER.

STRASBOURG, Hôtel des Postes, altitude 150 m.

Les deux extrémités du faisceau hertzien sont reliées respectivement aux centres d'amplification de DIJON et de STRASBOURG.

Caractéristiques générales des équipements et de la liaison.

Fréquences de transmission.

Pour simplifier l'écriture nous avons défini pour :

— le sens aller, les émissions vers STRASBOURG ;

— le sens retour : » » » DIJON.

1^{re} section : aller 240 Mc/s, retour 266 Mc/s.

2^e section : » 275 Mc/s, » 249 Mc/s.

3^e section : » 240 Mc/s, » 266 Mc/s.

Gain des aériens : 12 db

Puissance émise : 20 W à l'entrée du feeder

Déviation maximum admissible : ± 900 kc/s

» nominale par voie : ± 100 »

Bande de modulation : 60-300 kc/s.

Largeur de bande : 4,5 Mc/s

Stabilité de fréquence porteuse des terminaux :
 $\pm 1/10.000$

Stabilité de fréquence porteuse des relais :
 $\pm 1/10.000$

Facteur de bruit des récepteurs + les aériens : 15db

Puissance prise au secteur : avec feeder adapté.

Stations terminales : 1,2 kW monophasé 127 V 50 p/s

Stations relais complètes : 1,4 kW monophasé 127 V 50 p/s

Description du matériel.

1. Stations terminales. (Fig 1).

L'ensemble d'une station terminale est constitué par un émetteur et un récepteur, ces deux appareils jouent le rôle d'un circuit 4 fils utilisant les

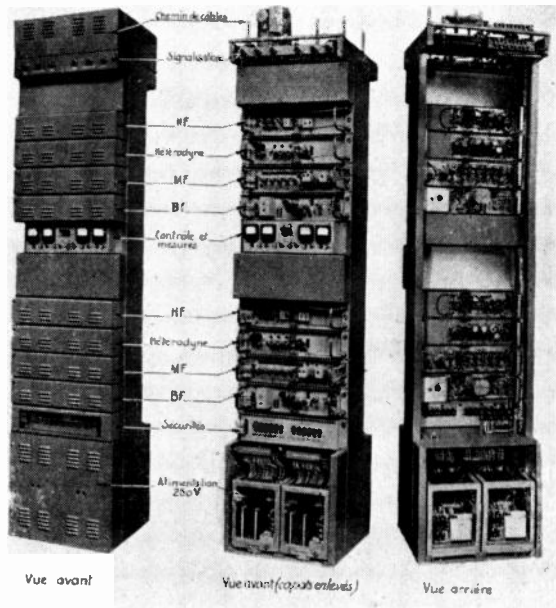


FIG. 1. — Bâti émetteur (Station terminale)

mêmes fréquences porteuses de voies pour l'aller et le retour, le découplage HF entre l'émetteur et le récepteur est largement suffisant pour permettre de considérer les deux sens de transmission comme deux faisceaux indépendants.

Émetteur radio (fig. 2).

L'ensemble d'émission comprend un seul bâti du type standard normalisé par les P.T.T. ayant pour dimensions :

hauteur : 2,84 m ; largeur : 0,60 m ; profondeur : 0,45 m.

Il comprend :

a) une partie radio constituée par :

- un boîtier pilote ;
- un boîtier régulateur de fréquence et de contrôle de modulation ;
- un boîtier multiplicateur de la fréquence pilote ;
- un boîtier amplificateur de puissance de sortie ;
- un boîtier de voie de service.

b) une partie appareillage de contrôle ;

Cette partie se compose d'un boîtier oscilloscope permettant d'effectuer la plupart des vérifications courantes et d'un oscillateur à fréquence étalonnée utilisé pour la mesure de la déviation de fréquence appliquée à l'émetteur.

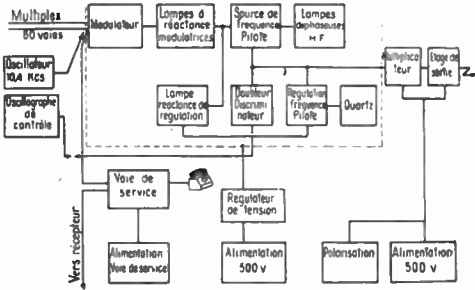


FIG. 2. — Schéma unifilaire de l'ensemble de l'émetteur

c) une partie alimentation comprenant : des boîtiers d'alimentation des éléments ci-dessus :

- un boîtier de polarisation ;
- un boîtier de stabilisation de la haute tension alimentant le pilote et son régulateur de fréquence ;
- des dispositifs de sécurité et de signalisation, de ventilation et enfin,
- un boîtier de commande et mesures des courants et des tensions principales, situé à mi-hauteur de baie, et très facilement accessible.

Descriptions.

Boîtier pilote. — les principaux éléments du pilote proprement dit sont montés dans un boîtier (fig. 3.)

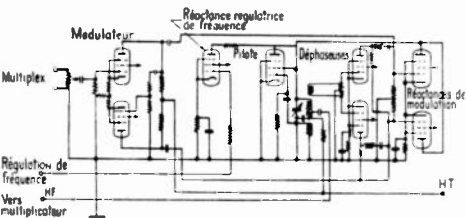


FIG. 3. — Schéma simplifié du pilote avec son modulateur et ses lampes à réactance

Celui-ci est composé :

- a) D'une source à fréquence moyenne fixe constituée par un oscillateur à lampe triode à couplage magnétique de grille. Cette fréquence initiale pilote a été choisie assez basse pour avoir après sa multiplication une déviation de fréquence relativement grande à la sortie de l'émetteur (fig 3).
- b) D'un amplificateur symétrique pour courants porteurs 60-300 kc/s amplifiant les tensions issues des bâtis multiplex.
- c) Des circuits déphaseurs en haute fréquence comprenant deux lampes excitées par l'oscillateur pilote. Ces circuits délivrent sur les grilles de com-

mande des lampes à réactance des tensions HIF en quadrature de phase par rapport à la tension d'anode.

d) Des lampes à réactance à montage symétrique contrôlant la déviation du pilote. Le schéma adopté permet d'obtenir pour une distorsion faible, une déviation relativement importante.

Boîtier régulateur de fréquence et de contrôle de modulation (fig. 4).

La stabilité de la fréquence des oscillateurs usuels commandés par lampe à réactance n'est en général pas suffisante. Les causes d'instabilité sont multiples. Les variations de tensions, l'échauffement

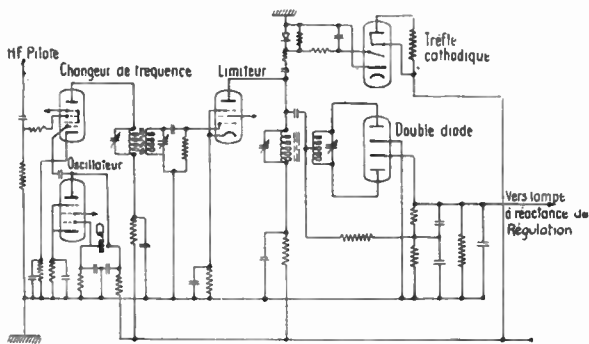


FIG. 4. — Schéma simplifié du régulateur de fréquence

des circuits, les vibrations mécaniques, les changements de lampes etc... pour ne citer que les principales sont autant de facteurs qui modifient la fréquence moyenne d'émission. Il est indispensable de recourir à une stabilisation automatique du circuit pilote. Cette régulation est constituée par un système d'asservissement agissant en régulateur de fréquence.

Le principe de fonctionnement est le suivant :

La fréquence porteuse pilote est mélangée avec une fréquence stable contrôlée par quartz. Le battement résultant, de fréquence différentielle est soigneusement filtré pour éliminer les bandes latérales de modulation, puis discriminé par un discriminateur à pente élevée. Le rapport de la fréquence pilote à la fréquence de comparaison est tel qu'une légère variation de la fréquence pilote se traduit au discriminateur de régulation par une importante variation relative de la fréquence convertie.

Le courant de discrimination développe des tensions continues de polarités positives ou négatives suivant le sens de la dérive. Ces tensions sont appliquées à une lampe à réactance spéciale montée aux bornes du circuit oscillateur. La dérive de fréquence est corrigée par les variations de pente de cette lampe qui obéit aux tensions développées aux bornes du discriminateur.

Un indicateur à trèfle cathodique informe, par sa fermeture que le système de régulation fonctionne correctement et que l'émetteur est calé sur sa fréquence nominale.

La fig 5, relevée expérimentalement montre le gain obtenu sur le coefficient de stabilité par le montage.

Courbe de rattrapage du régulateur de fréquence (fig 5.)

Si la stabilité avant régulation est de l'ordre de 1/500 cette stabilité devient égale, toutes choses égales d'ailleurs à 1/6000. Comme on le voit, le taux de correction de dérive est voisin de 12.

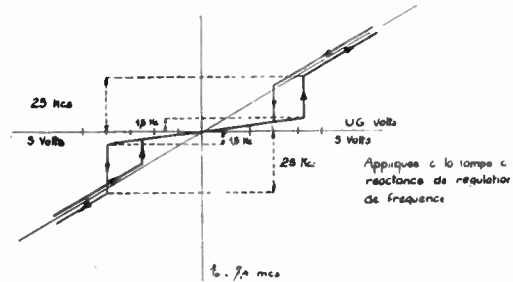


FIG. 5. — Courbe de rattrapage du régulateur de fréquence

Contrôle de la modulation (fig. 6).

Ce système est constitué par un discriminateur à large bande, il a pour rôle de démoduler la fréquence du pilote, un amplificateur à courant porteur

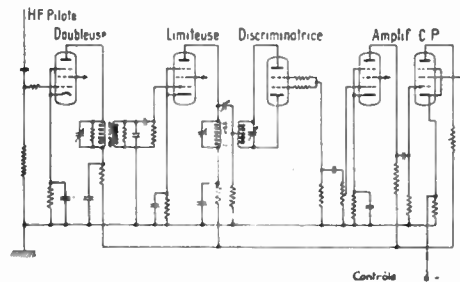


FIG. 6. — Schéma simplifié de la démodulation de contrôle

lui fait suite pour obtenir un niveau facilitant la lecture.

Un rendement convenable du discriminateur et une discrimination linéaire malgré les fréquences de modulation élevées relativement à la fréquence basse du pilote sont obtenues grâce à des dispositions convenables.

Boîtier multiplicateur (fig. 7).

Ce boîtier multiplie par 36 la fréquence du pilote, il comporte 5 étages à savoir :

1° Un étage simple doubleur équipé avec 1 tube minitron

2° Un étage simple à 2 lampes équipé avec 2 tubes minitron.

3° Un étage triode symétrique tripleur équipé avec 2 tubes minitron

4° Un étage amplificateur symétrique P2/12

5° Un étage tripleur 2C43 à ligne délivrant une puissance de sortie sur la fréquence finale de 2 W environ.

La liaison entre chaque étage s'effectue par circuits couplés. Ce mode de transmission d'un étage

à l'autre est indispensable car il est nécessaire que toutes les bandes latérales soient transmises sans distorsion de phase ni d'amplitude si l'on veut obte-

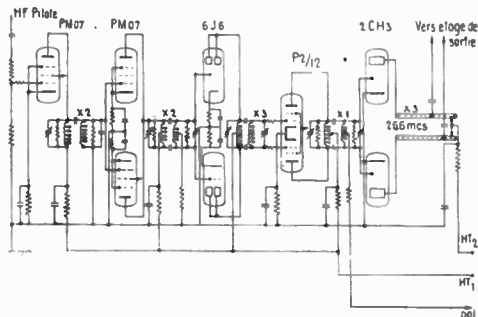


FIG. 7. — Schéma simplifié du multiplicateur

nir une excitation régulière de chaque tube dans toute la largeur de bande de transmission.

Boîtier amplificateur de sortie (fig. 8).

Ce boîtier contient un seul étage symétrique à lignes équipé de deux tétrodes du type EG 120. Une ligne accordée sur les grilles de commande couplée aux étages 2C43 par feeder reçoit l'excitation UHF, tandis que la ligne de plaques, chargée

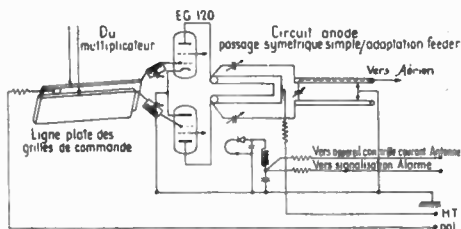


FIG. 8. — Schéma imagé de l'étage de sortie E G 120

par un circuit de passage symétrique/simple, transformateur d'impédance attaque le feeder d'antenne. La puissance délivrée par cet étage est de 20 W. La bande passante totale est de 4,5 Mc/s. Le boîtier contient d'autre part, un système d'alarme commandé par un cristal détecteur de la HF délivrée par cet étage. L'absence de HF est signalée par la mise sous tension d'une sonnerie et d'un voyant rouge.

Boîtier voie de service (fig. 9).

Le boîtier de la voie de service, illustré par le schéma unifilaire fig. 9, comporte une voie à courant porteur simplifiée ayant son spectre de transmission réglé sur 304-308 kc/s, donc en dehors du spectre de trafic. Des filtres à quartz assurent la sélectivité, un modulateur symétrique effectue la transposition des courants vocaux. Un système d'appel avec oscillateur local à 3 000 p/s combiné avec un sélecteur d'écoute pas à pas reçoit les trains d'impulsions. Il a pour but de sélectionner le nombre d'impulsions correspondant au numéro d'appel de la station et de déclencher la sonnerie du téléphone en rendant l'écoute possible. Le branchement téléphonique est à 4 fils.

Appareillage de maintenance, contrôle de la déviation de fréquence.

Cet ensemble se compose :

1° D'un oscilloscope de contrôle ;

2° D'un oscillateur calibré pour la mesure de la déviation de fréquence appliquée à l'émetteur.

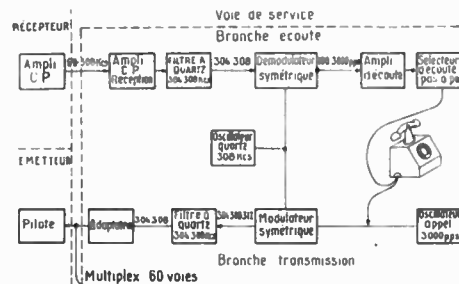


FIG. 9. — Schéma unifilaire de la voie de service

La déviation de fréquence peut être contrôlée aisément afin de s'assurer en exploitation que l'installation est rationnellement utilisée.

Principe du contrôle de la déviation de fréquence.

Le spectre HF est composé, à la sortie du pilote, de la porteuse et, situées de part et d'autre, des bandes latérales correspondant aux fréquences de modulation dont l'amplitude est donnée par des facteurs, fonctions de Bessel déduites du développement en série du spectre de modulation. En particulier l'amplitude de la porteuse est donnée par la fonction de Bessel d'ordre zéro ayant pour argument l'indice de modulation. Elle s'annule pour l'indice 2,4.

Cette propriété est mise à profit pour contrôler la déviation de fréquence de l'émetteur. Par une méthode de double pesée, on compare sur le discriminateur de contrôle branché à l'oscilloscope, le signal délivré par la déviation de crête produite par les tensions multiplex de modulation avec le signal étaloné issu de l'oscillateur local.

La fréquence de cet oscillateur est calibrée en usine, de façon à réaliser pour la déviation maximum qu'on s'est imposée, l'annulation de porteuse. Celle-ci est constatée sur le trèfle cathodique de régulation de fréquence.

Alimentations.

Ces organes occupent la partie inférieure de la bâti. On y rencontre deux éléments redresseurs secs principaux de 500 V destinés à l'alimentation des étages HF.

L'alimentation du pilote comporte en série un régulateur de tension à lampes pentodes qui réalise pour des fluctuations du secteur de l'ordre de 20 % une stabilité de tension à 1/1000 près.

D'autres alimentations accessoires sont prévues, telles que la polarisation, l'alimentation de la voie de service et du téléphone local, elles sont toutes équipées de redresseurs secs.

Test de mesure, fusibles.

Chacune des lampes de l'installation possède une prise de test permettant de contrôler à tout instant le courant à partir de l'appareil de mesure du tableau de commande. Sur le chemin des sources de tous les boîtiers, un système de fusibles, avec indicateurs de rupture soit par voyant au néon ou bouton mécanique préserve le circuit défilant et signale l'endroit de l'accident.

Signalisation.

Une signalisation sonore et lumineuse prévient l'opérateur en cas de panne complète, le système est directement branché sur la sortie antenne, toute absence de HF (les HT appliquées) est signalée aussitôt.

Ventilation.

Une ventilation forcée refroidit tous les points chauds. La mise sous tension de l'émetteur est impossible si pour une cause fortuite, la circulation d'air et les polarisations ne sont pas présentes.

Les aériens et les feeders.

L'expérience et le calcul montrent que, en l'état actuel de la technique, la partie la plus délicate du matériel est constituée par les aériens et leurs feeders pour la transmission de 60 voies.

Lorsque le feeder est suffisamment court : longueur inférieure à 10 m ou lorsqu'il comporte un affaiblissement important, les réglages ne présentent pas de difficultés particulières.

Par contre, le problème devient difficile quand le feeder est long et possède un coefficient d'affaiblissement négligeable. Le calcul montre, comme nous allons le voir qu'une désadaptation qui, pour d'autres systèmes tels qu'une transmission à un seul canal, paraît sans importance, revêt dans le cas présent d'une transmission par faisceau hertzien modulé par courant porteur et en fréquence, une importance fondamentale.

Une désadaptation aux deux extrémités d'un feeder produit une réflexion qui engendre deux modes de perturbations :

1° Une distorsion dans la linéarité de modulation amplitude fréquence qui enrichit le signal en harmoniques :

2° Une modulation d'amplitude en fonction de l'amplitude du signal modulant qui entraîne une plus grande contrainte des dispositifs de limitation.

La méthode théoriquement correcte pour le réglage d'un aérien consiste à utiliser une ligne de mesure, mais, cette ligne branchée sur le feeder de transmission doit posséder des organes de liaison au feeder particulièrement bien adaptés, et l'ensemble constitué par la ligne de mesure et son dispositif de liaison au feeder doit avoir un taux de réflexion sensiblement inférieur à 5 %.

La constitution d'une telle ligne de mesure pose des problèmes technologiques très difficiles et coûteux.

De plus, lorsque le feeder utilisé change de structure et d'impédance, la mise au point de l'équipement de mesure doit être entièrement refaite.

On voit ainsi apparaître la nécessité absolue de normaliser les dimensions et les impédances des feeders de transmission.

La ligne de mesure ne permet d'ailleurs pas de résoudre tous les problèmes d'adaptation. A titre d'exemple, la liaison de l'émetteur au feeder ne peut être réglée avec la ligne de mesure.

Toutes ces difficultés ont orienté les techniciens vers d'autres méthodes de caractère plus général, ces méthodes actuellement à l'étude, permettront d'achever les réglages ébauchés par la ligne de mesure, et élimineront les inconvénients les plus importants rencontrés dans son emploi.

Pour fixer les idées, nous allons donner les formules permettant d'apprécier la perturbation provoquée par une mauvaise adaptation du feeder, soient :

ρ_1 et ρ_2 : (coefficient de réflexion à chaque extrémité du feeder),

t_0 : (la durée du parcours aller-retour de l'écho),

α : (la pulsation de modulation),

$\pm \Delta F$: (la déviation par rapport à la fréquence fondamentale).

Posons :

$$2\pi \cdot \Delta F = \Delta \Omega$$

$$\text{et} \quad \rho_1 \rho_2 = \rho$$

M. VASSEUR a établi les formules suivantes :

harmonique de rang 2

$$H_2 = \frac{1}{2} \rho \alpha \Delta \Omega t_0^2 \sin \Omega t_0$$

harmonique de rang 3

$$H_3 = \frac{1}{3} \rho \alpha \Delta \Omega^2 t_0^3 \cos \Omega t_0$$

Ces formules simplifiées supposent que :

ρ_1 et ρ_2 sont suffisamment faibles pour ne tenir compte que d'une seule réflexion à chaque extrémité,

et que $t_0 \Delta \Omega \ll 1$

Applications numériques.

Soit un feeder de 50 m de long et choisissons :

$$\text{Fréquence de modulation} = \frac{\alpha}{2\pi} = 300 \text{ kc/s}$$

$$\text{Déviation de fréquence} = \Delta F = \pm 150 \text{ kc/s}$$

Nous pouvons dresser le tableau suivant :

Taux de désadaptation du feeder de 50 m en supposant $\rho_1 = \rho_2$	Taux d'harmoniques maximum pour $F = \pm 150 \text{ kc/s}$ et $\alpha/2\pi = 300 \text{ kc/s}$	
	h 2	h 3
1/20	72	94
1/10	60	82
1,4/10	54	76
2/10	48	70
2,8/10	42	64

Pour une déviation de 300 kc/s, les chiffres ci-dessus devraient être diminués de 6 db pour les harmoniques de rang 2 et de 12 db pour les harmoniques de rang 3.

Pour une déviation de 900 kc/s, ils devraient être diminués de 16 db pour les harmoniques de rang 2 et de 32 db pour les harmoniques de rang 3.

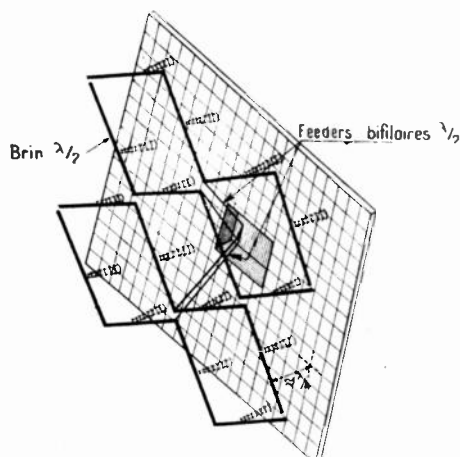


FIG. 10. — Vue perspective de l'aérien

Si l'on remarque que chaque sens de transmission comporte un feeder par terminal et deux feeders par station relais on peut voir par un simple calcul les conséquences graves que peut entraîner une mauvaise adaptation dès que la liaison comporte plusieurs relais.

Les antennes sont constituées par 4 carreaux type CHIREIX-MESNY avec réflecteur métallique (fig. 10). Le gain par rapport au doublet est de 12 db. Ces antennes sont enfermées dans des enceintes en bois les protégeant du givrage. Cette disposition protège les aériens contre les intempéries (pluie, neige, givre). La perte sur le rayonnement provoquée par ces enceintes est de l'ordre du demi-décibel.

Les aériens groupent deux fois 2 carreaux alimentés en parallèle à l'aide de deux feeders bifilaires longs d'une demi-longueur d'onde ; l'attaque de ces aériens par le feeder coaxial s'effectue par une ligne de passage simple/symétrique et une ligne en quart d'onde à impédance caractéristique variable. La figure 10 donne un aperçu de la composition de l'aé-

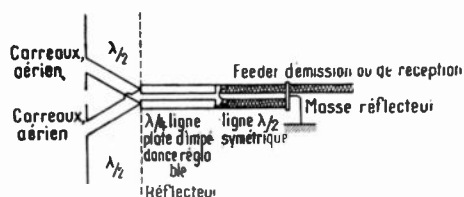


FIG. 11. — Principe du système d'adaptation employé
Boîte de jonction feeder/aérien

rien et de son mode d'attaque tandis que la figure 11 montre le principe du système d'adaptation employé.

Récepteur Radio (fig. 12).

Généralités.

Le récepteur est contenu dans un bâti identique à celui de l'émetteur, toutefois comme l'ensemble

du matériel est peu volumineux, la partie inférieure de ce bâti est seule utilisée.

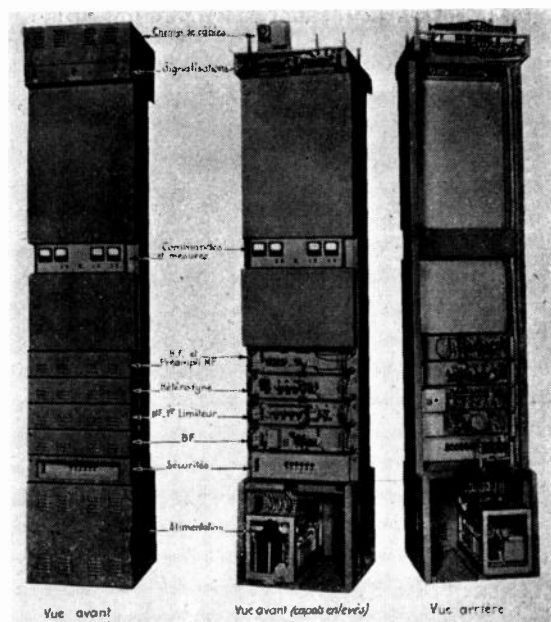


FIG. 12. — Bâti récepteur (Station terminale).

Le rôle du récepteur radio est de reconstituer à partir de l'énergie captée par l'aérien, le signal de modulation. Ce signal doit comprendre uniquement les fréquences de transposition modulées à l'émission et comporter le minimum de bruit de fond et de distorsion, le long du spectre.

Le récepteur comprend :

a) Les circuits radio comportant :

- un boîtier HF constitué par un étage HF, le changement de fréquence et deux étages moyenne fréquence ;
- un boîtier hétérodyne ;
- un boîtier MF, limiteurs et discriminateur,

b) Les circuits basse fréquence composés de :

- un boîtier contenant l'amplificateur de sortie et des relais de signalisations.

c) Un circuit d'alimentation comprenant :

- un boîtier d'alimentation des éléments ci-dessus des dispositifs de sécurité et de signalisation.

d) Un tableau de commande composé :

- d'un boîtier de commande et de mesures des courants et des tensions principales.

Description des éléments.

Boîtier HF (fig. 13).

Le feeder attaque tout d'abord un filtre HF destiné à protéger le récepteur contre les brouillages et en particulier de ceux provenant de l'émission locale. Ce filtre est formé de circuits couplés excités par le feeder à travers une capacité, le tout est réglé de telle sorte que le feeder se trouve adapté.

L'amplificateur HF comprend deux lampes : une pentode montée en amplificatrice - résistance, attaquée un tube triode. Dans la plaque de ce dernier, des

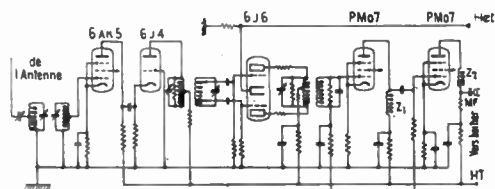


FIG. 13. — Schéma de principe simplifié du boîtier H.F.

circuits couplés permettent le passage dissymétrique à symétrique et attaquent l'élément changeur de fréquence composé d'un tube à deux éléments triode, l'hétérodyne est appliquée sur la cathode commune, la HF sur les grilles de commande, les plaques alimentent le circuit constitué par un transformateur accordé en MF.

L'amplificateur moyenne fréquence comme on le verra, comporte 7 étages à circuits décalés dont deux étages placés dans le boîtier HF.

Boîtier hétérodyne.

L'hétérodyne comporte un oscillateur à quartz suivi d'un multiplicateur.

L'étage de sortie est branché sur une cavité coaxiale alimentant un feeder, qui relie l'hétérodyne au changeur de fréquence.

Boîtier amplificateur moyenne fréquence (fig. 14).

L'ensemble amplificateur moyenne fréquence comprend 7 étages dont les 5 derniers sont montés sur

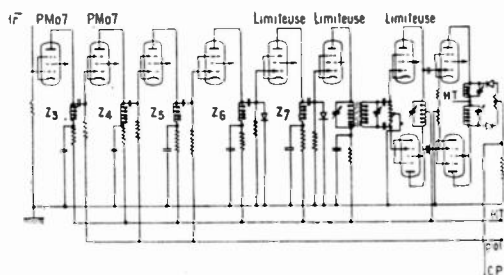


FIG. 14. — Schéma simplifié de la limitation et de son système de discrimination

ce boîtier. Les fréquences d'accord et les surtensions de ces sept circuits sont réglées de manière à assurer dans la bande utile un temps de transmission constant pour le spectre de modulation de 60 voies.

Le dernier circuit est réglé sur la fréquence centrale. Cet étage constitue le pré-limiteur classique, il est suivi d'une 1^{re} limiteuse, montée comme la précédente afin d'obtenir un effet cumulatif de limitation.

Le gain total de l'amplificateur, pour la polarisation minimum compatible avec une sécurité normale de vie des tubes est d'environ 90 db. La bande en amplitude à 3 db est de 3,0 à 3,2 Mc/s. Voir courbe de réponse d'une telle MF représentée par la fig. 15.

Le premier limiteur est suivi d'un 2^e limiteur symétrique.

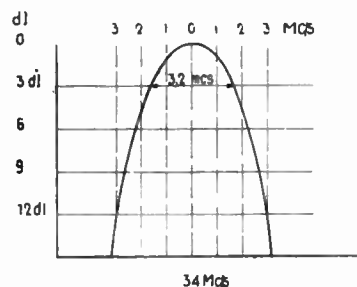


FIG. 15. — Courbe de réponse de l'amplificateur moyenne fréquence

Discriminateur.

Le discriminateur est monté en symétrique il est équipé de tubes minitrons. Les charges de plaque sont constituées par deux circuits indépendants. Ces circuits débitent sur des détecteurs. La courbe de réponse relevée est linéaire sur $\pm 1,5$ Mc/s environ.

La tension BF recueillie à la sortie est appliquée à l'amplificateur de sortie.

Boîtier amplificateur de sortie.

Le niveau de sortie du discriminateur est trop faible pour attaquer les bâtis de transposition. L'amplificateur de sortie élève ce niveau de 15 db environ. Il comporte 2 étages, le 1^{er} à résistance, le 2^e monté avec transformateur de sortie - une contre-réaction permet de maintenir le gain constant et la linéarité nécessaire.

Le transformateur assure l'adaptation de la sortie au câble. Deux réglages permettent d'agir sur les niveaux : A l'entrée un potentiomètre sur la grille du premier tube, à la sortie un atténuateur à plots formé d'un T ponté permet un affaiblissement par palier de 0,1 N. L'impédance reste constante indépendamment de l'atténuation.

Boîtier alimentation et dispositifs accessoires.

Alimentation.

En exploitation, l'alimentation secteur du bâti récepteur se commande à partir du bâti émission. Dès que le chauffage des tubes est appliqué à l'émetteur, le récepteur est mis en marche automatiquement.

Toutefois, pour des contrôles par exemple, le récepteur peut être mis en route séparément.

L'alimentation équipée de cellules redresseuses fournit la HT générale, les polarisations des lampes ainsi que la tension régulée des écrans des pentodes.

Chaque tube comporte comme dans l'émetteur une prise de test assurant le contrôle des courants respectifs à partir d'un appareil de mesure placé sur le tableau de commande.

Le récepteur comprend tout son dispositif dit de sécurité représenté par 6 fusibles placés sur les divers circuits. Ils sont shuntés par un voyant indicateur de court-circuit.

Le récepteur est prévu avec tout un circuit de signalisation semblable à celui de l'émission, com-

posé d'une lampe témoin rouge et d'une sonnerie. Dans le circuit sonnerie, se trouvent trois interrupteurs en parallèle actionnés par des relais. Le premier relais contrôle le fonctionnement du 1^{er} limiteur. Lorsque le courant grille du tube tombe en-dessous d'une certaine valeur causée par exemple par une valeur extrêmement faible du champ (fading ou baisse de puissance importante du côté de l'émetteur reçu), par toute autre cause ou par un incident sur le récepteur lui-même, le relais actionne l'alarme. Les deux autres relais obéissent au courant plaque des tubes de l'amplificateur de sortie.

En résumé, dès l'absence de champ reçu ou l'apparition d'une anomalie dans le récepteur, l'alarme entre en action et prévient immédiatement l'opérateur de service.

II Stations relais (fig. (16)).

Généralités.

Comme nous l'avons vu au début de la 2^e partie de cet article, la distance entre Dijon et Strasbourg est trop grande pour permettre la liaison directe entre les deux terminaux. Des stations relais sont indispensables pour assurer la transmission.

Les points suivants : BESANÇON (MONTFAUCON, altitude 680 m) et GUEBWILLER (Grand Ballon, altitude 1 426 m) ont été choisis pour l'installation des relais.

Deux solutions techniques se présentaient pour retransmettre les signaux :

1 Soit démoduler et retransmettre à nouveau les signaux comme cela est fait dans les stations terminales ;

2 Soit exécuter une transposition pure et simple de la fréquence reçue sans passer par une démodulation.

La deuxième solution a été retenue pour sa simplicité, elle donne les risques minimum de distorsion.

Du point de vue exploitation, cette solution présente l'avantage sérieux de réduire les servitudes de maintenance à leur plus simple expression. Les surveillances habituelles des stations terminales telles

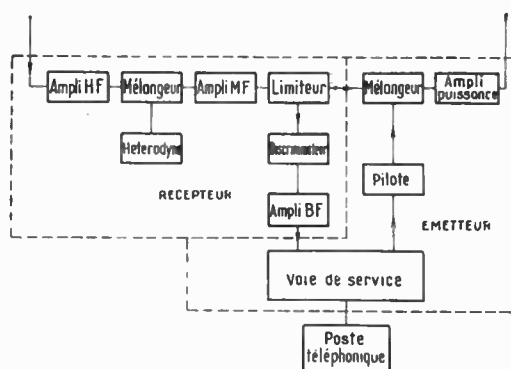


Fig. 16 — Principe de fonctionnement d'une station relais.

que le niveau de la déviation de fréquence, la maintenance des qualités du pilote et de la linéarité du discriminateur, sont éliminées.

Composition des stations relais (Fig. 17 et 18).

L'ensemble d'une station relais complète doit comprendre le matériel nécessaire pour la retransmission et la surveillance des sens aller et retour.

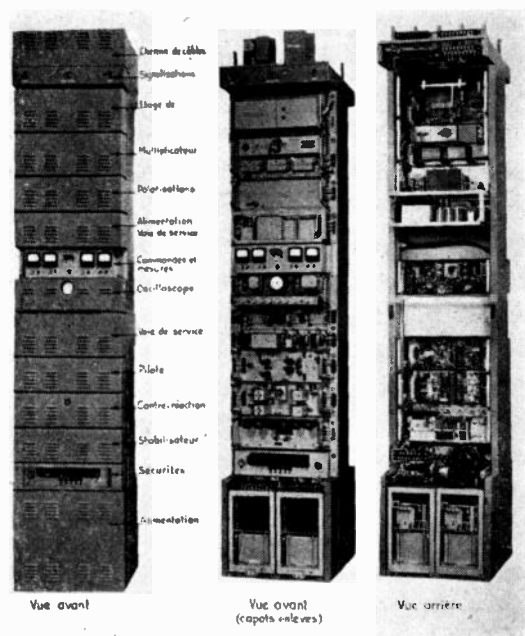


Fig. 17 — Bâti émetteur (Station terminale).

Cette station se compose dans chaque sens d'un récepteur et d'un émetteur de retransmission.

Le matériel est contenu dans trois bâtis, du type terminal mais de hauteur limitée à 2,54 m.

Fonctionnement des récepteurs relais.

Ces deux récepteurs sont identiques et contenus dans un seul bâti de hauteur égale à celles des émetteurs.

Les récepteurs ont pour but essentiel de recevoir la porteuse, de la convertir en une moyenne fréquence, d'exécuter une bonne limitation et d'exciter l'émetteur voisin pour réémettre vers le nouveau relais.

A partir du premier limiteur, la chaîne MF se divise en deux branches l'une allant vers l'émetteur comme il vient d'être dit, l'autre alimentant un discriminateur et un amplificateur, ces deux éléments sont de qualité comparable aux systèmes de démodulation des stations terminales. Cette disposition permet :

1) de recevoir en local les signaux destinés à la voie de service.

2) d'effectuer un contrôle de la distorsion non linéaire du signal transmis à chacun des relais.

Ces dispositions sont indispensables pour assurer une maintenance correcte en exploitation, elles permettent de localiser rapidement un incident sur une section, grâce notamment à l'emploi dans chaque station relais d'un appareillage de mesure de diaphonie contrôlant le spectre 60-300 kc/s.

Nous avons vu dans la description de la voie de service des stations terminales que le combiné téléphonique était branché en 4 fils. Cette disposition rend possible le branchement en parallèle des deux sens de transmission et de réception et de supprimer toute manœuvre de commutation pour établir la communication. Cette disposition facilite également l'appel général et permet d'établir une conversation conférence avec toutes les stations du faisceau.

Description du matériel.

Les récepteurs sont semblables au récepteur terminal à une particularité près. Ils contiennent le même nombre de boîtiers HF, hétérodyne, MF, amplificateur basse fréquence, alimentation, sécurité, alarme, mais la disposition des organes est légèrement différente dans les boîtiers MF et amplificateur. Cette modification a pour but de permettre l'aiguillage en deux branches signalé plus haut dont l'une sert à la retransmission du signal en transit et l'autre assure une démodulation du signal pour son contrôle par des organes contenus dans l'émetteur et qui seront décrits plus loin.

Boîtier amplificateur MF et amplificateur à courant porteur.

L'amplificateur MF est composé de sept étages comme dans les terminaux, deux étages sont placés dans le boîtier HF, les cinq autres dans le boîtier MF, un prélimiteur et un premier limiteur composent les avant derniers étages à la suite desquels on retrouve un transformateur qui au lieu d'effectuer une symétrisation des tensions, attaque en parallèle deux tubes, l'un ayant dans sa plaque un circuit couplé directement par coaxial au premier étage amplificateur MF de l'émetteur, l'autre ayant dans sa plaque un circuit analogue couplé à un autre coaxial alimentant le discriminateur de voie de service identique à ceux des stations terminales.

L'amplificateur basse fréquence vient à la suite, la sortie est branchée en parallèle avec le récepteur de l'autre sens pour alimenter la voie de service tandis que les sorties sur transformateur sont indépendantes pour permettre la vérification séparée de la qualité de la transmission à l'aide de l'appareil récepteur de mesure de diaphonie.

Problèmes posés par les sifflements et les interférences.

Dans une station relais les problèmes posés par les interférences et les sifflements doivent être examinés très attentivement. Il en va d'ailleurs de même dans les stations terminales mais les problèmes sont plus faciles à résoudre parce qu'ici le nombre de fréquences mis en jeu est plus faible.

L'une des premières précautions prises a été de caler les moyennes fréquences des récepteurs sur des valeurs différentes, par exemple 36,5 Mc/s et 43 Mc/s ou 38 et 43 Mc/s en raison de gain important en MF qui atteint sur chaque ensemble récepteur-émetteur plus de 110 db.

Nous avons pensé que cette amplification considérable risquait d'introduire de la diaphonie par réaction ou couplage nuisible si les deux récepteurs étaient calés sur la même fréquence.

Dans l'établissement d'un projet de relais, les combinaisons produites par la fréquence image, les

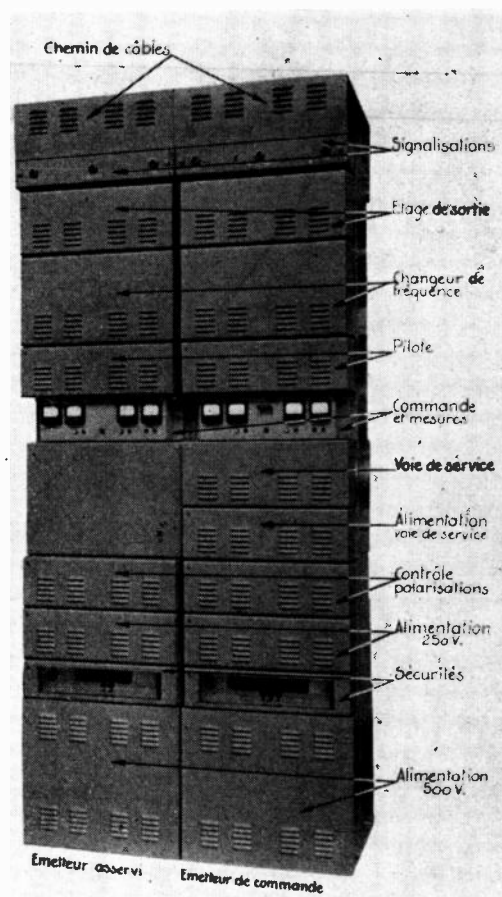


Fig. 18 — Bâti émetteurs (Station relais).

harmoniques des hétérodynes locales, de la moyenne fréquence, la composition de ces fréquences avec les principales sources de fréquence, du sens retour, nécessite une étude approfondie. Ces problèmes d'interférences sont d'ailleurs simplifiés s'ils sont examinés avec l'aide d'une machine à calculer.

Fonctionnement des émetteurs radio.

Les émetteurs radio des sens aller et retour ne diffèrent entre eux que par la fréquence de retransmission, le matériel est rigoureusement semblable, toutefois un émetteur est appelé « émetteur asservi » l'autre « émetteur de commande ». Ce dernier détient les interrupteurs généraux de mise en route de l'ensemble de la station et contient en plus les boîtiers de la voie de service et de ses alimentations. La voie de service ne comporte qu'un boîtier qui module simultanément les deux sens du faisceau.

Émetteur de commande.

Description des émetteurs. (fig. 19).

L'ensemble de cet émetteur est contenu dans un

bâti, il comprend plusieurs boîtiers énumérés ci-après :

- a) L'ensemble radio constitué par :
- 1 boîtier pilote hétérodyne,
 - 1 boîtier changeur de fréquence amplificateur,

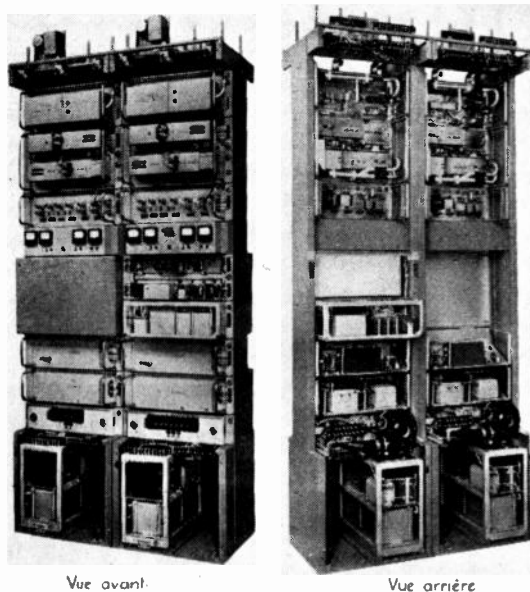


FIG. 19 — Bâris émetteurs (Station relais).

- 1 boîtier amplificateur de sortie,
 - 1 boîtier de voie de service ;
- b) L'ensemble alimentation comprend :
- 1 boîtier alimentation des éléments ci-dessus,
 - 1 boîtier polarisation,
 - 1 boîtier alimentation de la voie de service,
 - des dispositifs de sécurité, de signalisation, de ventilation,
 - un boîtier de commande et mesures des courants et des tensions principales.

Boîtier pilote hétérodyne.

Ce boîtier sert à deux fins :

- a) à retransmettre en modulation de phase la voie de service,
- b) d'hétérodyne du changeur de fréquence assurant la transmission hertzienne vers le tronçon suivant sur une longueur d'onde décalée très voisine.

Le boîtier comprend un oscillateur à quartz modulable en phase par des courants téléphoniques transposés dans la bande 304-308 kc/s de la voie de service.

Ce générateur est suivi d'un multiplicateur.

Boîtier changeur de fréquence (fig. 20).

La conversion de la fréquence de réception en fréquence de réémission s'effectue en deux étapes bien séparées.

Une première fois dans le récepteur, le signal est

converti en une fréquence moyenne, une deuxième fois dans l'émetteur au niveau du boîtier changeur.

Ce dernier se compose de trois parties distinctes :

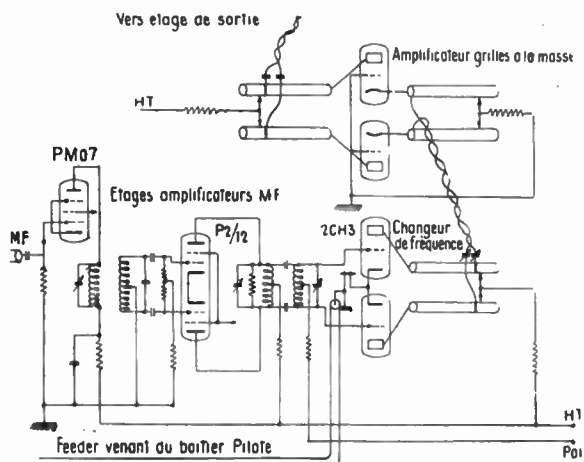


FIG. 20 — Schéma simplifié du changeur de fréquence — Emetteur relais

1° D'un changeur de fréquence symétrique équipé de deux triodes type 2C43. La tension hétérodyne provenant du boîtier cité plus haut attaque les cathodes en parallèle pendant que les grilles de commande sont excitées en symétrique par la MF amplifiée dans le récepteur ;

2° D'un amplificateur à ligne accordé sur la fréquence convertie, il est équipé de tubes triode 2C43 montés en symétrique avec grille de commande à la terre ;

3° D'un oscillateur destiné, en cas d'interruption de transmission d'une station quelconque le long du câble hertzien à assurer la continuité de la liaison par la voie de service. L'oscillateur est réglé sur la fréquence moyenne du récepteur, il est mis en route à partir du combiné téléphonique seulement pendant les interruptions, il remplace la porteuse venant de la station relais ou terminale située en amont. De ce fait, la continuité avec les stations en aval est assurée par la voie de service sur les tronçons en état de marche.

Boîtier amplificateur de sortie.

Ce boîtier est rigoureusement identique au boîtier décrit dans l'émetteur terminal. Il est équipé de tétrodes EG 120 qui délivrent une puissance HF de 20 W dans le feeder, un système d'alarme constitué par un voyant rouge et une sonnerie est commandée par la détection H.F.

Boîtier voie de service.

Ce boîtier est semblable à celui installé dans les stations terminales. Sa bande de fréquence de travail stabilisée par un quartz sous thermostat, est calée exactement sur la voie de service des stations terminales.

Les quartz de conversion des fréquences vocales de la fréquence porteuse de la voie de service montés sur l'ensemble de cette liaison ont été taillés par comparaison avec un quartz type. Ceci afin de réduire

au maximum les erreurs relatives de fréquence afin d'éviter la déformation du timbre ou l'apparition d'une transposition nuisible à l'intelligibilité.

Ensemble d'alimentation.

Cet ensemble est analogue à quelques détails près, à la partie alimentation de l'émetteur terminal. Elle comprend une alimentation 500 V à redresseurs secs, un boîtier polarisation, un boîtier alimentation voie de service, les sécurités, la signalisation et la ventilation habituelles.

Antennes.

Les aériens sont semblables à ceux des stations terminales, les mêmes précautions doivent être prises en ce qui concerne l'adaptation des feeders aux antennes et aux émetteurs-récepteurs.

MAINTENANCE ET EXPLOITATION.

La liaison DIJON-STRASBOURG est l'équivalent d'un câble. Elle doit à ce titre comporter une sécurité de fonctionnement compatible avec le trafic qu'elle doit assurer. Elle doit comme qualité fondamentale éviter au maximum les pannes.

Ces problèmes ont été étudiés avec soin.

Les bâtis radio comportent, comme il a été vu au cours de la description des dispositifs auxiliaires de contrôle en exploitation, il nous semble intéressant d'en faire la synthèse dans ce chapitre.

Description des dispositifs de maintenance faisant partie des bâtis radio.

Ces dispositifs se divisent en trois systèmes :

a) Les systèmes de mesure composés.

1° Du dispositif de vérification et de réglage de la déviation de fréquence dans les stations terminales ;

2° De la voie de service créée dans chaque station pour le contrôle de la linéarité et des communications de service.

b) Les systèmes de contrôle composés

Des différents appareils de mesure fixés sur le bâti et permettant l'examen permanent :

Sur l'émetteur :

1° Des hautes tensions délivrées par les deux principales alimentations de 500 V, ainsi que la haute tension de sortie du stabilisateur de tension appliquée aux boîtiers pilote et régulateur de fréquence et de contrôle de la modulation ;

2° Du courant d'antenne ;

3° Du débit plaque du dernier étage EG 120 ;

4° Du contrôle de tous les tubes par l'intermédiaire de prises de test.

Sur le récepteur :

1° De la haute tension générale ;

2° Du courant grille premier limiteur ;

3° Du courant du discriminateur ;

4° Du contrôle de tous les tubes par l'intermédiaire de prises de test.

c) Des systèmes de sécurités : fusibles et alarmes composés :

1° De *stop-circuits* qui contrôlent respectivement les éléments suivants :

le secteur, les chauffages, la polarisation, éventuellement un caisson de télécommande, le ventilateur, l'alarme, les alimentations de la voie de service, de l'oscilloscope et du stabilisateur de tension ;

2° De *fusibles* shuntés par lampe au néon, contrôlant les différentes hautes tensions qui alimentent les boîtiers pilote, de régulation de fréquence et de contrôle de modulation, multiplicateur, de polarisation, de la voie de service ;

3° De *relais* qui coupent, la H.T. en cas de :

- panne du ventilateur ;
- surintensité sur les HT principales ;
- manque de polarisation.

4° De *sécurités diverses*, de protection et contre toute fausse manœuvre.

Les H.T. ne peuvent être appliquées :

- a) Si les panneaux ne sont pas mis en place ;
- b) Si les chauffages et polarisations ne sont préalablement appliqués sur les tubes.

Ces trois dispositifs d'équipements associés aux bâtis permettent donc à eux seuls :

— le contrôle du bon fonctionnement général des tubes, des alimentations qui constituent les principaux objets de pannes lorsque le matériel est rodé ;

— le contrôle des niveaux d'arrivée et de départ des courants porteurs ;

— le contrôle de la qualité de chaque section du faisceau ;

— les conversations de service ;

— le contrôle de l'utilisation rationnelle du faisceau par la possibilité de vérifier en permanence l'état de charge du faisceau pendant le trafic.

* * *

Le matériel que nous venons de décrire ne fait appel, pour sa fabrication qu'à des méthodes simples utilisées dans le matériel courant. Les plans établis permettent une reproduction correcte des équipements dans des usines étrangères travaillant en assistance technique.

Grâce à des moyens importants mis en œuvre, au moment du réglage des prototypes, et à une étude approfondie des circuits, il a été dressé des processus d'essais simples mis à la disposition des plateformes.

Ces processus, très soigneusement étudiés pour chaque organe, permettent un réglage d'ensemble facile des différents boîtiers équipant un bâti.

Les méthodes d'essais ne font appel qu'à des réglages classiques et ne nécessitent que des appareils de mesures standards. Leur efficacité a pu être vérifiée dans une première fabrication de série qui s'est déroulée pendant le deuxième semestre de 1951.

LES ÉQUIPEMENTS DU FAISCEAU HERTZIEN PARIS-LILLE

PAR

MM. H. GUTTON, J. FAGOT, J. HUGON

*Centre de Recherches Techniques
de la Cie Générale de T.S.F.*

En collaboration avec l'administration des P.T.T., la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil a étudié des équipements pour faisceaux hertziens susceptibles d'assurer l'écoulement d'un large trafic téléphonique. Le trajet PARIS-LILLE a été choisi comme première artère pour l'utilisation de ce matériel.

On trouvera ci-dessous les considérations techniques qui ont fixé les grandes lignes du projet et la description des équipements réalisés.

1. — Spectre de modulation à transmettre. Spectre haute-fréquence correspondant.

Le spectre à transmettre constitue évidemment le facteur déterminant du projet. Il s'agit en l'occurrence d'assurer la transmission, sur une seule porteuse H.F. d'un spectre de 240 voies téléphoniques. La plage couverte s'étend comme on sait de 60 à 1 020 kc/s. Sur l'ensemble une distorsion non linéaire aussi faible que possible est à réaliser pour éviter les bruits de diaphonie. Un rapport signal à souffle convenable doit également être obtenu sur chaque voie.

Le système de modulation susceptible d'assurer au mieux ces résultats est le système à modulation de fréquence. Il possède en outre l'avantage de procurer un équivalent de transmission constant quels que soient les niveaux H.F.

La variation de fréquence $\pm \Delta f$ à réaliser autour de la porteuse est fonction des possibilités techniques du matériel. Sur nos équipements le Δf atteint pour le signal global au maximum ± 4 Mc/s, cet écart étant obtenu au moyen d'un oscillateur klystron reflex. Le Δf à attribuer à chaque voie dépend de l'effet statistique, il est réglé pour le niveau maximum de voie, à $\pm 0,4$ Mc/s.

On prévoit également, aux heures de faible trafic, ou de façon permanente, d'utiliser totalement une porteuse pour la transmission d'un programme de télévision à haute définition à 819 lignes. Le signal modulant occupe alors un spectre couvrant de 25 ps à 10,5 Mc/s. Le même Δf de ± 4 Mc/s est conservé pour le signal global.

En téléphonie, la bande occupée autour de la porteuse correspond de chaque côté au Δf plus deux fois la fréquence de modulation maximum (1 Mc/s). Le spectre couvre donc ± 6 Mc/s. Dans cette plage une très faible distorsion de phase doit être obtenue sur les équipements car elle détermine comme on sait, de la distorsion non linéaire.

En télévision, les composantes sur les fréquences élevées du spectre possèdent une très faible amplitude et la bande occupée correspond sensiblement à la plus haute fréquence de modulation : $\pm 10,5$ Mc/s, la première paire de bandes latérales étant seule à transmettre sur les fréquences les plus élevées.

2. — Choix de la fréquence et de la puissance de la porteuse. Rapport signal à bruit.

Pour les largeurs de bande à réaliser, il est naturel d'utiliser des fréquences porteuses aussi élevées que possible. Théoriquement il n'y a aucune restriction de ce côté, puisque les divers points relais sont en visibilité optique. On a ainsi choisi la bande centrée autour de 3 780 Mc/s ($\lambda \approx 8$ cm). Les fréquences plus élevées ont été rejetées, certaines absorptions pouvant être constatées suivant les conditions atmosphériques. Le rapport signal à bruit à obtenir détermine alors la puissance à réaliser et le gain des antennes, comme le montre le calcul ci-dessous.

Chaque trajet hertzien donne lieu à un transfert d'énergie qu'on mesure du feeder de l'aérien d'émission au feeder de l'aérien de réception, le mot feeder étant pris dans son sens le plus général.

D'après les références citées en fin d'article (1) (2) on écrit :

$$\frac{P_{\text{reçu}}}{P_{\text{émis}}} = \frac{\mu^2 S^2}{\lambda^2 d^2}$$

S : surface d'entrée des aériens.

μ : gain relatif.

λ : longueur d'onde.

d : distance maximum entre points relais.

On a intérêt à accroître au maximum μS , ceci étant obtenu dans notre cas par des aériens lentille pour lesquels $S = 7 \text{ m}^2$ (référence (4)) et donnant sensiblement $\mu = 0,6$. On voit alors qu'en prenant $d = 50 \text{ km}$ et $P_{\text{émise}} = 1 \text{ watt}$ (cette valeur se justifiant par la suite du calcul) on a :

$$\frac{P_{\text{reçue}}}{P_{\text{émise}}} = 10^{-6} \text{ environ.}$$

soit $P_{\text{reçue}} = 10^{-6} \text{ watts}$

On comparera le signal utile au signal de bruit. En considérant une seule voie téléphonique le bruit (agitation thermique) a pour expression :

$$P_{\text{bruit}} = 0,25 \cdot 10^{-16} N \text{ watts}$$

N étant le facteur de bruit du récepteur, ici 12 décibels soit $N = 16$.

Donc

$$P_{\text{bruit}} = 4 \cdot 10^{-16} \text{ watts}$$

Le rapport P reçue à P bruit vaudrait donc pour une seule voie téléphonique modulant à 100 % la porteuse.

$$\frac{P_{\text{reçue}}}{P_{\text{bruit}}} = \frac{10^{-6}}{4 \cdot 10^{-16}} = \frac{1}{4} 10^{+10}$$

Il reste à faire intervenir le facteur de correction dû au système de modulation et à la coexistence des voies. En modulation d'amplitude, chaque voie ne modulerait qu'à 10 % la porteuse et de ce fait on rencontrerait 20 décibels (100) de perte sur le chiffre précédent.

En modulation de fréquence, le facteur correctif est $G = m^2$, m étant l'indice dépendant du Δf individuel et de la fréquence de voie. Sur la voie la plus défavorisée :

$$m = \frac{\Delta f}{F_{(\text{modulat.})}} = 0,4$$

et $G = 0,16$.

Ainsi obtient-on un rapport signal à bruit sur cette voie téléphonique de :

$$S/B = \frac{0,16 \cdot 10^{10}}{4} = 4 \cdot 10^8 \text{ soit } 86 \text{ Décibels.}$$

Le chiffre est excellent mais théorique.

Il faut prévoir une marge de 20 décibels pour un fading éventuel (très rare), ce qui amène à :

$$S/B = 66 \text{ Décibels}$$

(Pour le calcul du rapport signal à bruit voir la référence (3)).

Le résultat obtenu justifie la puissance adoptée. A égalité de résultats il faudrait pour une longueur d'onde k fois plus grande, adopter des puissances k^2 fois plus élevées, les niveaux de réception restant les mêmes. Indépendamment de l'inconvénient rencontré sur les équipements, il en résulterait des risques accrus d'interférences entre émissions et réceptions, risques d'autant plus graves que sur une λ plus élevée les découplages réalisés entre aériens sont bien moins importants. On voit donc par là l'intérêt intrinsèque évident de l'utilisation des courtes longueurs d'ondes indépendamment du problème de la réalisation des équipements.

3. — Succession des relais et plan des fréquences.

Le trajet adopté sur Paris-Lille par les techniciens de l'Administration utilise les stations terminales de Meudon (Paris) et Lille. Sur le trajet sont placés quatre relais soit, du Sud au Nord :

Bois de Molle ;

Belleuse ;

L'Arbret ;

Bouvigny.

Il y a ainsi transmission sur cinq tronçons hertziens. Le plan des fréquences est établi sur les bases suivantes :

La fréquence centrale : 3 780 Mc/s, qui n'est pas utilisée, sert d'axe de symétrie de tout l'ensemble.

Une première liaison est assurée sur les fréquences situées à $\pm 140 \text{ Mc/s}$ du Centre. En remontant du Sud vers le Nord, on utilise par exemple sur le 1^{er} trajet hertzien la fréquence de $3\,780 - 140 = 3\,640 \text{ Mc/s}$. Sur le second trajet $3\,780 + 140 = 3\,920 \text{ Mc/s}$. Sur le troisième trajet on reprend $3\,640 \text{ Mc/s}$ et ainsi de suite. Cette alternance est nécessitée par l'obligation, aux points relais, bien que les antennes de réception et d'émission soient placées « dos à dos », de ne pas émettre et recevoir la même fréquence. On renforce ainsi considérablement la protection entre entrée et sortie du matériel d'amplification utilisé aux points relais. Il ne faut en effet pas perdre de vue que le gain de ce matériel peut atteindre 80 décibels (l'affaiblissement de propagation, augmenté d'une sécurité de 20 décibels).

En même temps, sur ce trajet la même polarisation est adoptée sur tous les aériens, la protection résultant du décalage des fréquences étant considérée en elle-même comme très suffisante.

La liaison étant essentiellement téléphonique, doit être bilatérale, et pour le retour, un plan de fréquence est établi en harmonie avec celui de l'aller. On utilisera pour le retour les fréquences inutilisées c'est-à-dire que si la fréquence f centrale - 140 Mc/s est utilisée sur un tronçon dans le sens SN, c'est la fréquence f centrale + 140 Mc/s qui supporte les communications de retour dans le sens NS et inversement.

Par contre, une polarisation croisée est adoptée pour la liaison NS par rapport au sens pris pour SN. Ceci amène une protection supplémentaire non négligeable entre SN et NS (elle se chiffre aux alentours de 40 db).

Si nous considérons en effet un point relais quelconque de la chaîne, nous y trouvons quatre aériens disposés suivant la figure 1 : deux aériens de récep-

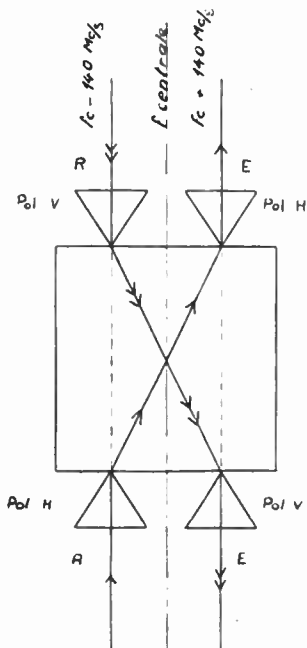


FIG. 1. — Tour relais, canal central seul figuré.

tion et deux aériens d'émission. En particulier les deux aériens de réception placés dos à dos travail-

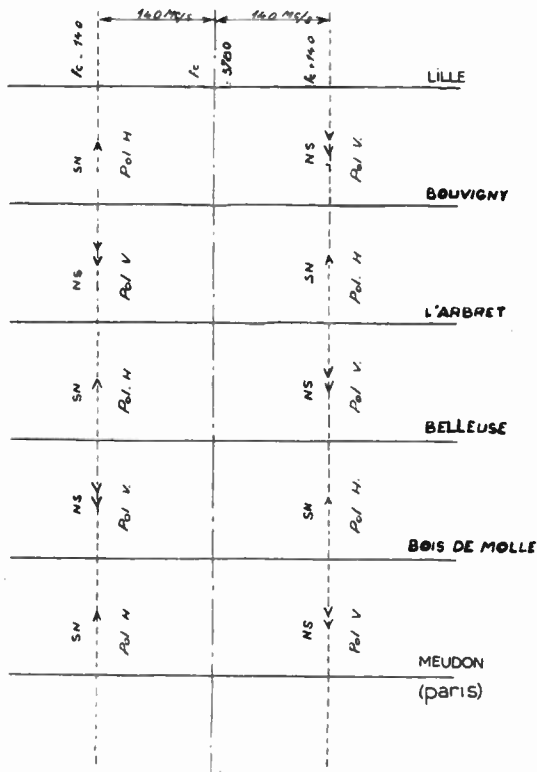


FIG. 2. — Plan des fréquences (1 canal).

lent sur la même fréquence, ce qui pourrait constituer un inconvénient si les polarisations n'étaient pas croisées.

La figure 2 donne le plan global des fréquences relatif à la porteuse considérée.

Les aériens sont tous centrés sur les fréquences mises en jeu. Ils sont donc de deux types, l'un ayant 3 640 Mc/s et l'autre 3 920 Mc/s comme fréquence médiane.

L'écartement réalisé de $\pm 140 \text{ Mc/s}$ par rapport à la fréquence centrale est absolument arbitraire et pourrait être modifié sans inconvénient étant donné l'existence de deux types d'aériens. On accroîtrait cependant inutilement l'espace occupé, si on adoptait une valeur sensiblement plus forte.

Au contraire en le réduisant on s'interdirait la possibilité d'utiliser plusieurs porteuses comme il

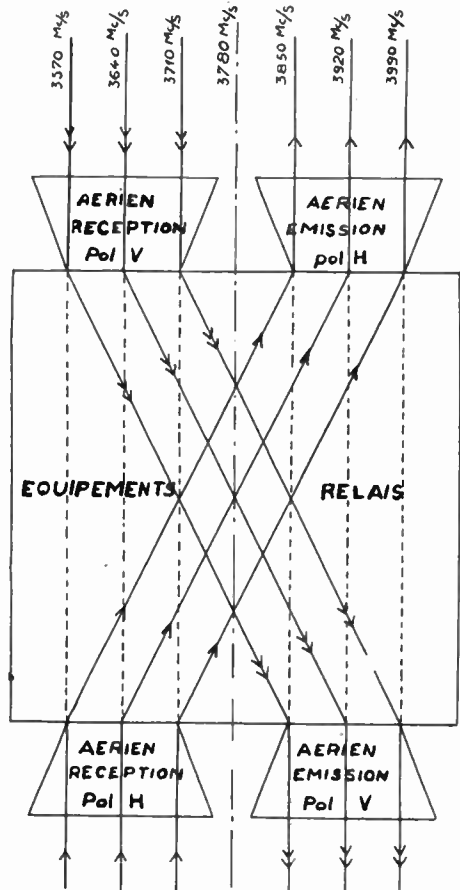


FIG. 3. — Tour relais, 3 canaux figurés.

est prévu. Les aériens réalisés ont en effet des performances en largeur de bande qui vont bien au-delà des $\pm 20 \text{ Mc/s}$ nécessaires. Une bande de l'ordre de $\pm 140 \text{ Mc/s}$ est couverte autour de la fréquence d'accord. De tels aériens nous donnent donc la possibilité d'envoyer en même temps que les fréquences du tableau de la figure 2, d'autres porteuses en multipliant ainsi les possibilités du câble. Dans le projet PARIS-LILLE, il est par exemple, fait usage en plus de la transmission décrite sur la figure 2, de 2 autres porteuses situées autour des premières, à plus et moins 70 Mc/s, associées aux premières au point de vue du plan des fréquences.

La capacité du faisceau hertzien est ainsi multipliée par trois sans frais supplémentaires sur les bâtiments et les tours, mais évidemment au prix de la multiplication des équipements amplificateurs qui demeurent séparés. Afin d'éviter les effets de

diaphonie entre porteuses utilisant les mêmes aériens, on intercale des filtres dits « de branchement » aux points d'attaque.

La figure 3 indique le schéma d'un point relais avec utilisation des trois porteuses.

Ceci porte la capacité du faisceau hertzien à trois fois 240 voies téléphoniques ou trois canaux de télévision à haute définition, ou plus normalement à 2 fois 240 voies téléphoniques et 1 télévision.

4. — Influence des performances des aériens.

Les aériens sont décrits plus loin. Leurs performances ont de grandes répercussions sur le fonctionnement du faisceau hertzien. Nous pouvons noter les incidences suivantes :

a) *Gain des aériens* : L'accroissement du gain produit la réduction des puissances à réaliser à l'émission. Il est toujours intéressant de réduire les puissances car le gain des équipements s'en trouve diminué et les effets de couplage parasites se trouvent réduits.

b) *Directivité des aériens* : Le faisceau réalisé par les aériens répond aux caractéristiques suivantes (dans les 2 plans H et V) : Largeur totale de faisceau à 3 db : $1^{\circ} 7/10$, 1^{er} zéro à $\pm 2^{\circ}$ de l'axe, premières feuilles latérales à $\pm 4^{\circ}$ de l'axe (intensité - 20 db). Ensuite, jusqu'à $\pm 45^{\circ}$ les feuilles décroissent régulièrement de - 20 à - 40 db. Entre $\pm 45^{\circ}$ et $\pm 90^{\circ}$ leur amplitude vaut de - 40 à - 50 db. Enfin au-delà de $\pm 90^{\circ}$ (rayonnement arrière) on rencontre des amplitudes inférieures à - 50 db. (Affaiblissements par rapport au rayonnement principal). Il est en soi intéressant d'avoir un faisceau fin et peu de feuilles latérales indépendamment de l'influence directe sur le gain. Cela réduit en effet les possibilités de réflexions parasites, donc de réceptions avec double trajet, génératrices de distorsions de phase.

c) *Divers affaiblissements entre aériens d'un point relais* : Il s'agit de l'affaiblissement local entre aériens situés dos à dos ou côte à côte avec les fréquences et polarisations de la figure 3.

On doit tendre à obtenir le maximum de décibels et les aériens utilisés présentent le maximum de performances possibles sur ce chapitre.

d) *Largeurs de bandes* : Une grande largeur de bande augmente comme on l'a vu la capacité d'un câble en permettant d'appliquer plusieurs porteuses au même aérien. Les aériens adaptent le guide d'excitation à moins de 1,1 de taux d'ondes stationnaires dans une bande de 200 Mc/s.

La quantité actuelle (trois porteuses) est une quantité minimum qui pourrait être accrue sans grandes difficultés celles-ci étant essentiellement reportées sur la réalisation des filtres de branchement. Accessoirement la distorsion de phase introduite par l'aérien dans chaque canal est absolument négligeable.

e) *Polarisation* : Une parfaite polarisation des ondes émises, au moins égale à celle obtenue sur des aériens de type ordinaire, favorise comme on l'a vu les découplages au cours des trajets entre les chaînes SN et NS.

5. — Equipements relais.

Les équipements relais doivent fournir le gain demandé (80 décibels) et réaliser les décalages exigés par le plan des fréquences. Ils transmettent une porteuse modulée en fréquence de niveau constant. Les distorsions de phase interviennent seules à l'exclusion de toutes distorsions d'amplitude.

Les divers décalages et amplifications sont résumés sur les figures 4 et 5 représentant respectivement :

— le diagramme des niveaux à travers un équipement.

— Le schéma « bloc » de l'amplificateur. Les fréquences indiquées correspondent à un équipement du canal central qui recevrait sur 3 640 Mc/s et retransmettrait sur 3 920 Mc/s.

On peut à l'aide de ces figures suivre aisément les opérations réalisées dans les équipements venant de l'aérien de réception et du filtre de branchement. L'énergie entre par guide d'ondes dans un mélangeur symétrique à cristaux utilisant comme hétérodyne un oscillateur klystron du type KR 63. Pour rejeter la fréquence image en dehors du spectre total utilisé l'hétérodyne est à $f_{\text{freq.}} - 105 \text{ Mc/s}$, la moyenne fréquence étant de 105 Mc/s. On remarquera également que certaines hétérodynes qui tombent dans la bande totale utilisée, se placent exactement au milieu de l'intervalle laissé libre entre deux canaux H.F. et qu'il n'en résulte ainsi aucun inconvénient.

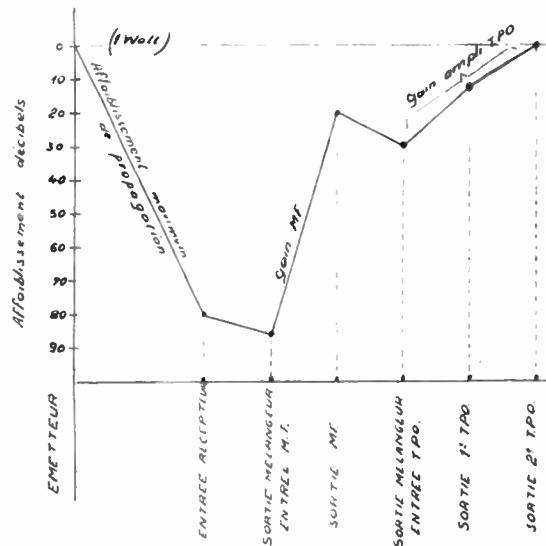


FIG. 4. — Diagramme des niveaux sur trajet hertzien et à travers un relais.

La majeure partie du gain est fournie en moyenne fréquence (66 db).

Cet équipement est décomposé en un préamplificateur à faible bruit placé directement sur le mélangeur et l'amplificateur proprement dit qui utilise en particulier deux « triplets » de six lampes PTT 216 à haut facteur de mérite, (voir référence (6)), suivant la technique usuelle des circuits décalés. Les écarts de temps de propagation de l'ordre de 15 millimicrosecondes sont ramenés à 1 ou 2 millimicrosecondes par utilisation de cellules de correction du type filtre.

Une certaine limitation d'amplitude est réalisée sur l'onde au moyen d'un limiteur à plusieurs cristaux de façon à éviter l'exagération des modulations d'amplitude au cours des diverses retransmissions.

La largeur de bande totale de la partie MF est de 20 Mc/s. La sortie M.F. attaque un mélangeur symétrique à large bande de conception voisine de celui d'entrée. Un klystron KR 63 réglé sur la fréquence à émettre augmentée de 105 Mc/s (ce qui présente l'avantage de rejeter l'image à l'extérieur) est utilisé.

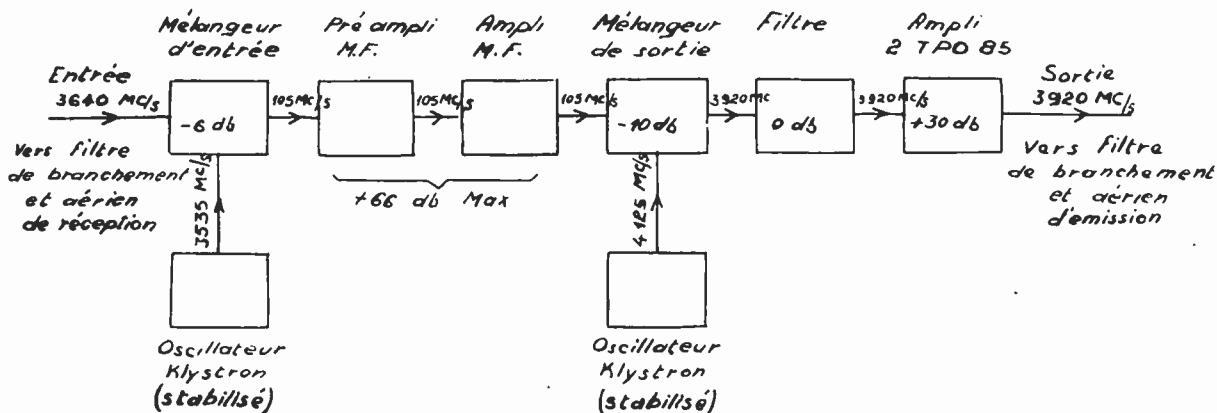


FIG. 5. — Structure de l'équipement relais.

Le gain M.F. est ajusté suivant les divers tronçons et un dispositif de réglage automatique de niveau est mis en action.

Un filtre passe bande est disposé à la sortie du mélangeur, pour éviter l'attaque de l'amplificateur hyperfréquence par la bande latérale indésirable. Cet amplificateur hyperfréquence utilise deux tubes à progression d'ondes du type TPO 85 de la Compagnie Générale de T. S. F. Ces tubes sont étudiés pour des entrées et des sorties sur guides d'ondes et adaptés pour la bande à transmettre (20 Mc/s au total). Ils procurent un gain global d'au moins 30 décibels ; le tube d'entrée donne un gain plus élevé que le tube de sortie. La puissance de sortie est largement de 1 watt. Pour les données détaillées sur le fonctionnement de ces tubes, on consultera la référence (5). L'utilisation d'un tel amplificateur constitue (avec les aériens) l'élément le plus original des équipements.

On notera que les oscillateurs hétérodynes du type klystron mentionnés dans ce paragraphe, ont leur fréquence réglée au moyen d'un dispositif de stabilisation effectuant une comparaison avec un oscillateur à quartz étalon.

6. — Equipements terminaux.

Les équipements terminaux sont directement dérivés des équipements relais de telle sorte qu'ils peuvent être directement obtenus par la dissociation des premiers. Quelques adjonctions sont toutefois nécessaires :

1° Au terminal émission, on conserve de l'équipement relais la chaîne T.P.O. intégrale, mais au lieu d'exciter celle-ci par la sortie du mélangeur de puissance, on le fait par un klystron oscillateur local (K R. 63). Ce klystron est modulé en fréquence par

application de la tension de modulation à l'électrode réfléchissante. Des données détaillées sur ce type de klystron seront trouvées sur la référence (7).

On notera ici l'absence de contre-réaction sur la modulation du klystron (il existe bien entendu une contre-réaction sur l'amplificateur des courants porteurs assurant la modulation). C'est que pour réaliser une contre-réaction sur cette modulation, il faudrait pouvoir assurer une démodulation qui soit franchement plus linéaire que le klystron. Dans l'état

actuel de la technique cela n'est pas possible, les dispositifs modulateurs et démodulateurs utilisables assurant pratiquement des taux de distorsion harmoniques de même ordre de grandeur. Il est donc naturel dans ce cas de se contenter de la très bonne linéarité du klystron lui-même (moyennant bien entendu certains réglages d'adaptation de charge) sans faire appel à la contre-réaction. Un taux d'harmonique supérieur à 60 décibels pour le Δf maximum est en effet obtenu sur le klystron.

2° Au terminal réception, on conserve tout le début du matériel relais, depuis l'entrée générale jusqu'à la sortie de la moyenne fréquence. Après un limiteur particulièrement efficace (cristaux) puisqu'il s'agit de la démodulation terminale on utilise un discriminateur à lignes et cristaux, suivi d'un amplificateur différentiel et d'un amplificateur vidéo (ou multiplex). La référence (8) se rapporte au dispositif de discrimination.

Alors que les relais assurent indifféremment la transmission des signaux de téléphonie multiplex ou de télévision, il faut faire usage aux terminaux d'amplificateurs de ligne différents. Pour la téléphonie, la largeur de bande ne couvre que 1 Mc/s avec un taux très faible de distorsion harmonique. Pour la télévision, les conditions de distorsion harmonique sont beaucoup moins dures, mais la largeur de bande doit s'étendre jusqu'à 10,5 Mc/s (avec transmission des fréquences très basses, ce qui n'est pas exigé sur le spectre téléphonique multiplex).

7. — Aériens et filtres hyperfréquence.

Chaque aérien est constitué par un cornet en forme de tronc de pyramide quadrangulaire occupant hors-tout un volume de l'ordre de 3 m × 3 m × 3 m.

L'excitation est amenée du côté du sommet alors que la base sert de surface rayonnante, la

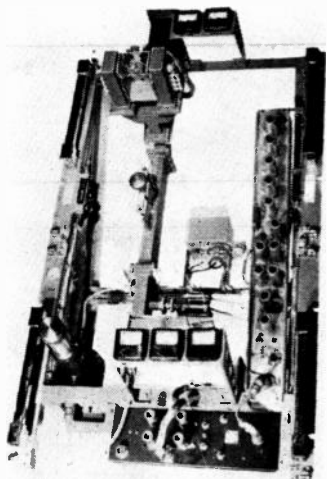


FIG. 6. — Bati récepteur (mélangeur de réception, préamplificateur et amplificateur moyenne fréquence).

pyramide étant bien entendu, couchée et convenablement orientée. L'excitation se fait par illumination

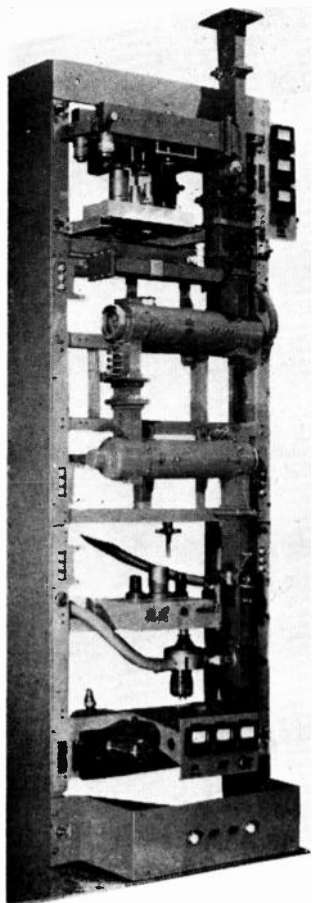


FIG. 7. — Bati émetteur (amplificateur hyperfréquence).

d'un miroir disposé de telle façon qu'un minimum de réflexion se produise du côté du guide d'onde d'exci-

tation. Sur la surface rayonnante (base) est disposée une lentille qui a pour but de rattraper les différences de phase prises par les ondes dans leur propagation à travers le cornet et de corriger point par point la surface de phase de l'onde transmise de façon à la rendre aussi plane que possible. La lentille est du type à épaisseur constante et à indice variable. Elle est constituée de plaques percées de trous de différents diamètres suivant l'avance de phase

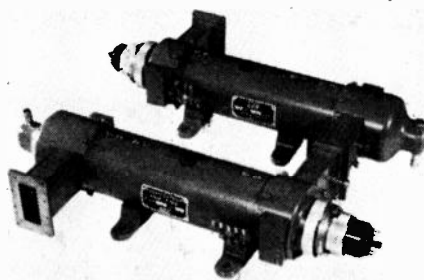


FIG. 8. — Amplificateur hyperfréquence à tubes à ondes progressives.

qu'on désire réaliser en un point donné. Sept plaques sont disposées l'une derrière l'autre pour obtenir l'effet voulu. La lentille transmet pratiquement toute l'énergie et en réfléchit une partie négligeable sur le miroir exciteur.

Plusieurs porteuses coexistent dans un aérien comme il a été vu au plan des fréquences. Sur le trajet du guide d'excitation on rencontre donc une

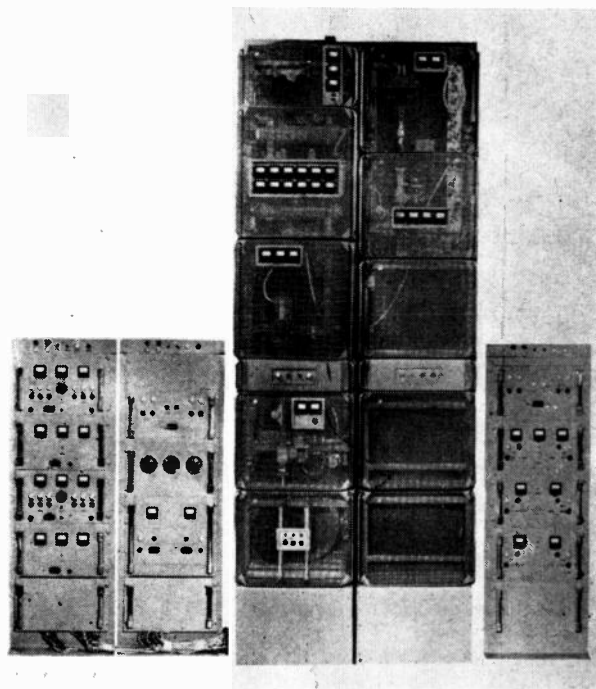


FIG. 9. — Vue d'ensemble d'un relais.

bifurcation à trois directions, constituant filtre passe-bande pour chaque canal et permettant l'attaque séparée des équipements. La largeur de bande réalisée sur chaque canal correspond aux 20 Mc/s

imposés avec une distorsion de phase négligeable et une large protection est assurée entre canaux pour éviter les effets d'intermodulation. Les fréquences d'intervalle des canaux et des M. F. ont du reste été choisies pour que les produits éventuels tombent dans des bandes où ils ne seraient pas gênants.

8. — Alimentations.

Les performances des alimentations prennent avec de tels équipements une importance toute particulière. On sait en effet que des générateurs et amplificateurs micro-ondes tels que Klystron et T. P. O. exigent pour un fonctionnement correct un réglage précis et un très bon filtrage des sources qui les alimentent. Sans vouloir entrer dans le détail de celles-ci, nous noterons qu'en plus d'une tension de l'ordre de 200 volts appliquées aux équipements utilisant des lampes conventionnelles, il faut réaliser des tensions de l'ordre de 1.200 volts pour les Klystrons et 2.400 volts pour les T. P. O.

Un refroidissement par air forcé est réalisé sur ces divers tubes notamment sur les T. P. O. Ceux-ci utilisent par ailleurs des bobines de focalisation magnétique.

9. — Installation générale d'une tour relais

Des tours d'une hauteur moyenne de 30 mètres de base 8 m x 8 m ont été édifiées aux divers points relais du trajet PARIS-LILLE.

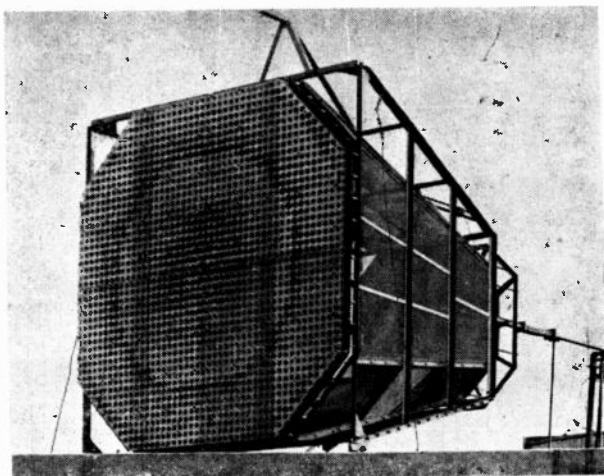


FIG. 10. — Aérien à lentille.

Elles comportent les quatre aériens sur la terrasse supérieure, orientés de façon convenable. Directe-

ment en dessous se trouve la salle des équipements radio, de manière à réduire les distances entre équipements et aériens, les grandes longueurs de guides étant génératrices de distorsions de phase.

En-dessous se trouve la salle des redresseurs et la tour comporte en outre les dispositifs auxiliaires et des logements de personnel. Aucun arrêt n'étant admis dans le fonctionnement, un diésel démarre automatiquement en cas de manque de secteur. Enfin l'utilisation de trois canaux dont un en secours, permet d'assurer en cas de défaillance sur un canal, la continuité du service.

Nous tenons à remercier ici les techniciens de l'Administration des P.T.T. et tous nos collaborateurs de la Compagnie Générale de T. S. F., en particulier MM. FAMILIER, GENY, MAGNE et SIMON ainsi que les ingénieurs du Laboratoire des tubes dirigé par M. WARNECKE.

BIBLIOGRAPHIE

Pour le calcul d'une liaison hertzienne on se reportera aux articles suivants :

- (1) H. GUTTON. — *Les projecteurs d'ondes centimétriques*. Onde Électrique, Décembre 1946.
- (2) H. CHIREIX. — *Note sur le calcul des liaisons radiotéléphoniques Multiplex en ondes ultra-courtes*. Annales de Radioélectricité, Janvier 1947.
- (3) J. FAGOT et P. RIVIERE. — *Les Faisceaux Hertiens*. « Techniques de l'Ingénieur », 26, place Dauphine, Paris-1^{er}. Volumes « Electronique ».

Pour les détails concernant les équipements, les aériens et les tubes voir :

- (4) J. C. SIMON. — *Etude de la diffraction des écrans plans et application aux lentilles hertziennes*. Annales de Radioélectricité, Juillet 1951.
- (5) XX. — *Tube à propagation d'ondes TPO 85*. Annales de Radioélectricité, Janvier 1950.
- (6) P. MEUNIER. — *Un nouveau tube électronique pour les amplificateurs moyenne fréquence à large bande*. Onde électrique, avril 1952.
- (7) R. WARNECKE et P. GUENARD. — *Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse*. GAUTHIER-VILLARS-Paris p. 366-367.
- (8) Ph. MAGNE. — *Le discriminateur à lignes*. Annales de Radioélectricité, Avril 1950.

Enfin les questions de bandes passantes et de distorsion seront trouvées dans les références ci-dessous :

- (9) L. J. LIBOIS. — *Distorsions non linéaires en modulation de fréquence*. Câbles et Transmissions, Octobre 1950.
- (10) J. FAGOT. — a) Cours de l'E.S.E. *Calcul et construction des oscillateurs, des amplificateurs de puissance et des modulateurs*, chapitre 12. *Emetteurs à modulation de fréquence*. b) *Méthode permettant de calculer en modulation de fréquence, la distorsion non linéaire en fonction des variations de temps de propagation d'un amplificateur*. Annales de radioélectricité, Janvier 1950. c) *Effets de distorsion non linéaire sur une bande de fréquences transmise à travers une longue ligne désadaptée*. Annales de radioélectricité, Juillet 1950.

UN NOUVEAU TYPE DE LENTILLES EN HYPERFRÉQUENCES

PAR

J. C. SIMON

*Docteur ès Sciences — I. E. P.
Département Recherches Générales
de la Compagnie Générale de T. S. F.*

Les aériens en hyperfréquences comparés aux instruments d'optique.

En radio ordinaire où la longueur d'onde est très grande il n'est pas possible d'obtenir une directivité importante nous sommes dans le domaine de la diffraction pure. En optique classique les phénomènes de diffraction liés à la longueur d'onde sont masqués par les propriétés directives.

Quand nous appelons grande ou petite une longueur d'onde, c'est en la rapportant à notre échelle. L'intérêt des hyperfréquences dans l'étude des rayonnements est précisément de nous fournir des *longueurs d'onde à notre échelle*, nous mettant à même d'étudier commodément à la fois les phénomènes de diffraction et de directivité.

La possibilité d'avoir des faisceaux étroits s'obtient en effet dès que les dimensions des appareils sont de l'ordre de plusieurs longueurs d'onde, comme c'est aisément le cas pour les projecteurs d'ondes hyperfréquences.

Il est intéressant d'examiner combien la technique des aériens en hyperfréquences se rapproche de l'optique instrumentale, et cela malgré la grande différence de dimensions entre les longueurs d'onde des deux domaines (un rapport de 10^5). Il nous arrivera de raisonner tantôt à l'émission tantôt à la réception mais nous savons que ces deux façons de voir aboutissent aux mêmes conclusions en vertu du théorème de réciprocité.

Un instrument d'optique est destiné à faire correspondre à un plan objet un plan image. Pour un instrument d'optique de vision éloignée on cherche à avoir une image du plan de l'infini. Cette image dans deux dimensions sera composée d'un grand nombre de taches de diffraction. On l'examine soit à l'aide de l'œil soit d'une plaque photographique.

Dans un aérien pour hyperfréquences envisagé à la réception on peut considérer que les choses se passent de manière analogue, mais en général l'image est beaucoup plus rudimentaire. De plus on ne dispose malheureusement pas de « lecteurs » aussi perfectionnés que l'œil ou un appareil photographique. On cherche à canaliser le flux d'énergie dans un guide d'onde.

Il est possible en général de définir une grande pupille dans un aérien comme dans un instrument d'optique, dès que les dimensions sont assez grandes devant la longueur d'onde. A la réception, cette pupille est analogue à la pupille d'entrée, à l'émission à la pupille de sortie d'un instrument d'optique. C'est elle qui découpe en quelque sorte un flux d'énergie dans l'onde incidente. L'aérien comme l'instrument d'optique a pour rôle de concentrer ce flux d'énergie : la section minima est obtenue dans le plan image ou plan focal. C'est précisément dans ce plan ou au voisinage que nous placerons l'embouchure du guide d'onde destiné à capter ce flux d'énergie.

Prenons par exemple l'aérien classique constitué par un paraboloïde de révolution assez grand devant la longueur d'onde λ et examinons-le à la réception. Nous savons par le calcul et l'expérience (1) qu'une onde incidente normale à l'axe du paraboloïde est focalisée au voisinage du foyer géométrique F de ce dernier. La carte des champs dans l'espace peut se représenter par un volume de diffraction. Limité au premier minima le volume a la forme d'un ellipsoïde de révolution allongé dont le grand axe n'est autre que Ox (Fig. 1). Soit D et d les mesures des axes de cet ellipsoïde.

$$\text{Soit } h = 1 - \cos \theta_0$$

Le calcul ⁽¹⁾ nous donne :

$$D = \frac{2 \lambda}{h} \quad (1)$$

et
$$d = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{6}{h(1 - h/2)}} \quad (2)$$

Le volume de diffraction ne dépend pas des dimensions de l'aérien, mais seulement de la longueur d'onde et du rapport de l'ouverture.

Si on examine la carte des champs dans différents plans normaux à Ox, on voit que c'est pour le plan équatorial de l'ellipsoïde que se produit la concentration maxima de champ au voisinage de l'axe. La

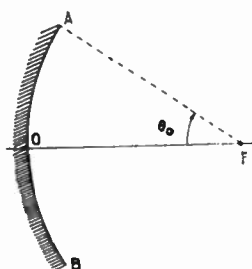


FIG. 1.

majeure partie du flux d'énergie collectée sur l'onde incidente par la pupille d'entrée du paraboloïde passe à l'intérieur du cercle équatorial. C'est, compte tenu de la diffraction, l'endroit où le flux d'énergie a la section minimum. Remarquons que le centre du cercle est le point où le champ est maximum, par rapport aux points environnants.

Une infinité de paraboloïdes d'axe Ox passent par AB, leurs foyers se déplacent sur Ox. Celui pour lequel le champ est maximum au centre du cercle équatorial et pour lequel le diamètre de ce cercle est minimum a son foyer dans le plan de A B, ($h = 1$). *Le maximum sur l'axe correspond comme on peut s'y attendre à une section minimum de flux.*

Nous avons donc capté comme dans un instrument d'optique un certain flux d'énergie dans l'onde incidente et ramenée sa section à un minimum limité par les phénomènes de diffraction. Le plan de cette section minimum est l'analogue du plan focal d'un télescope, c'est le plan image du plan objet de l'infini.

Le problème de la captation du flux d'énergie n'est pas encore résolu. C'est maintenant qu'intervient ce que nous appelons « l'antenne de lecture » et qui joue le rôle de la plaque photographique ou de l'œil en optique classique. On désire en effet canaliser ce flux dans une ligne de transmission ou un guide d'onde. Pour cela nous allons placer au voisinage de cette section minimum une antenne dont la surface de captation (2) ou surface équivalente est de l'ordre de celle du cercle équatorial (3) un dipôle, un guide terminé par un petit cornet. Plus la surface du cercle équatorial est grande plus on est amené à augmenter la surface de captation, c'est-à-dire le gain de l'antenne de lecture. Un compromis s'établit d'ailleurs dans la pratique entre l'antenne de lecture et l'aérien paraboloïde, c'est ainsi qu'on utilise non $h = 1$ mais h voisin de $2/3$. L'intérêt de ce mode d'exposition est non seulement de séparer les deux notions de l'aérien proprement dit et de l'antenne de lecture, ce que l'on fait aussi à l'émission (primary pattern, secondary pattern), mais aussi de rapprocher l'aérien des instruments d'optique tels qu'on a l'habitude de les envisager.

C'est en somme en raison du manque de perfection du système de lecture comparé à ceux de l'optique classique que la technique des projecteurs d'onde U.H.F. s'est orientée d'une manière différente de l'optique instrumentale. On ne cherche pas à former une véritable image dans deux dimensions, qui d'ailleurs si on voulait une grande définition, atteindrait des dimensions prohibitives. L'aérien classique forme l'image d'un point à grande distance. En faisant par exemple tourner l'aérien autour d'un axe vertical on analyse différents points de l'horizon.

Dans certains aériens U.H.F., il est nécessaire soit d'obtenir des définitions angulaires différentes dans les deux coordonnées sphériques, azimut et site, soit dans une seule coordonnée une définition particulière. Citons par exemple une antenne de veille ou une antenne dite en « cosécante carrée » familière dans la technique des antennes pour le Radar. Dans ces problèmes évidemment plus délicats, que celui de l'antenne à faisceau de révolution, on peut faire intervenir la notion d'image optique.

Prenons l'exemple de l'aérien en (cosécante)³. Supposons que nous ayons à notre disposition un aérien donnant une image du plan de l'infini dans le plan focal c'est-à-dire tel que des ondes planes incidentes, donnent dans la surface focale des taches de diffraction circulaires égales. Si nous disposons dans cette surface une antenne de lecture dont la résistance de rayonnement varie en (cosécante)³, nous aurons résolu le problème. Une telle antenne n'est pas difficile à imaginer, un guide à fente par exemple dont les

⁽¹⁾ Pour effectuer ce calcul (cf 1) nous supposons des sources élémentaires réparties sur le paraboloïde telles que la composante suivant la surface du miroir du champ électrique total (champ des sources et de l'onde plane incidente polarisée) soit nulle en tout point du miroir. Nous calculons le rayonnement de ces sources à l'aide des formules de KOTTLER, qui nous le savons, donnent un champ rayonné satisfaisant aux équations de MAXWELL. Ce type de raisonnement est justifié par l'accord étroit que nous avons constaté entre les résultats du calcul et les mesures expérimentales, pour des miroirs réflecteurs dont le diamètre de « pupille » est supérieur à dix longueurs d'onde.

⁽²⁾ Rappelons que la surface de captation d'une antenne est définie par S dans la formule $G = \frac{4 \pi S}{\lambda^2}$

G le gain est une notion première mesurable.

⁽³⁾ Elle n'est pas égale, car la définition de S s'obtient avec un champ d'amplitude uniforme, or ici le champ varie suivant le rayon du cercle équatorial. La surface de captation de l'antenne n'a plus la même définition.

fentes sont inclinées de façon variable. Malheureusement nous n'avons pas à notre disposition d'aérien principal aplanétique ou isoplanétique et à grand champ. C'est pourquoi la technique s'est orientée dans une autre voie en tentant de résoudre le problème par l'aérien principal lui-même, ce qui semble un problème difficile.

En résumé dans certains problèmes de rayonnement U.H.F., il serait utile que l'aérien principal soit capable de donner une véritable image, dans deux dimensions.

Exemple.

Reprenons l'exemple du miroir parabolique de révolution, qui est l'exemple le plus simple d'aérien U.H.F. Nous savons en Optique que ce miroir est stigmatique pour le point de l'infini ou encore dépourvu d'aberration de sphéricité.

En hyperfréquence, il ne nous est plus possible de séparer aberration et diffraction. Rappelons que les aberrations sont dues au fait que les surfaces d'onde ne sont pas sphériques comme on le suppose en optique géométrique. Des opticiens ont déjà étudié les effets combinés des aberrations géométriques et de la diffraction (2). Par exemple, A. MARECHAL (3) étudie l'influence d'aberrations d'une portion d'onde sphérique convergente d'amplitude uniforme sur le volume de diffraction. On voit sans peine que dans le cas général, les aberrations augmentent le volume de diffraction, elles rendent moins bonne la concentration du flux d'énergie dans le plan image (voir Appendice).

Examinons par exemple l'apparition de l'aberration de coma pour le miroir parabolique. Une étude (1) p. 328 et suivantes) nous a indiqué comment se déforme le volume de diffraction lorsque la direction de propagation de l'onde incidente n'est plus parallèle à l'axe. Il est possible d'interpréter très simplement ces résultats comme l'existence d'aberrations liées à la diffraction.

Tout d'abord les mesures de champ effectuées dans le plan focal nous montrent l'apparition de champ dans la région symétrique de l'axe par rapport à la tache de diffraction principale. Et ceci d'autant plus que l'angle d'ouverture du paraboloïde est plus grand ou que la direction de l'onde incidente est plus inclinée.

D'ailleurs à l'émission on sait bien que l'excentrement de la source fait naître des feuilles secondaires dans la région symétrique de l'axe par rapport à la feuille principale. Nous retrouvons l'aberration de coma.

Nous avons examiné le déplacement du maximum F_1 dans le plan focal. Soit α (fig. 1) l'angle de la direction de propagation de l'onde incidente et de l'axe Ox et $\alpha' = \widehat{F O F_1}$.

En suivant l'approximation de GAUSS le maximum devrait se trouver au point F_0 tel que $\widehat{F O F_0} = \alpha$. Or le calcul, d'ailleurs bien vérifié par l'expérience nous donne

$$\alpha' = \alpha (1 + h/3)$$

Si nous supposons $\alpha, \alpha', \theta_0$ pas trop grands, nous voyons en posant :

$$F_0 F_1 = \Delta \rho_1$$

$$O F = f$$

que

$$\Delta \rho_1 \sim \frac{f}{6} \alpha \theta_0^2$$

Nous retrouvons, avec des notations légèrement différentes de celles de l'optique, l'expression même de l'aberration de coma, en confondant ici image optique avec le maximum du volume de diffraction.

L'intérêt de ce résultat est surtout dans la vérification expérimentale qui en a été faite sur des miroirs paraboliques dont les dimensions sont de l'ordre de 15λ .

En résumé, nous voyons que nous pouvons malgré la très grande différence du nombre de longueurs d'onde entre les diamètres des pupilles des aériens U.H.F. et des instruments d'optique, parler de notions d'optique géométrique pour les aériens U.H.F. en particulier d'aberrations géométriques, en n'oubliant pas évidemment de les superposer aux phénomènes de diffraction. Ces notions, valables dès un diamètre de l'ordre de 15λ deviennent de plus en plus importantes par rapport aux notions de diffraction pure, donc au fur et à mesure qu'augmentent les dimensions de l'aérien.

Influence des aberrations de phase sur le rendement énergétique des aériens hyperfréquence.

En optique instrumentale on est peu préoccupé par le rendement énergétique des instruments d'optique, on se soucie surtout de la qualité de l'image

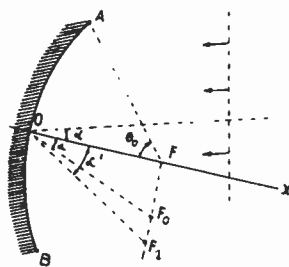


FIG. 2.

et du pouvoir séparateur. Ceci est dû à la grande sensibilité de l'œil ou de la plaque photographique.

Dans la technique classique des aériens en hyperfréquence on cherche à former l'image d'une source unique éloignée et à la « lire » avec le meilleur rendement possible, c'est-à-dire finalement à collecter le plus d'énergie possible dans la ligne de l'antenne. La notion de Gain évalue ce rendement (cf. 5).

On appelle « gain absolu » le rapport des champs rayonnés en un point très éloigné par l'aérien considéré et un aérien isotrope idéal, l'énergie de la source restant constante. A cette définition faite à l'émis-

sion correspondrait une définition analogue à la réception les deux points de vue étant reliés par le théorème de réciprocité. Il va sans dire qu'on considère le point de l'espace où le champ est maximum, c'est-à-dire le gain dans l'axe.

Se placer à l'émission pour le calcul du gain est une méthode plus simple qu'à la réception. En effet, on suppose que toute l'énergie de la source est répartie sur la plus grande pupille. Le principe de HUYGHENS, nous permet de connaître le rayonnement du projecteur d'onde, en considérant des sources auxiliaires dans l'ouverture. Les formules de KOTTLER nous donnent simplement le champ au loin à partir de sources dans l'ouverture. On démontre que, pour une surface illuminée constante en phase, la répartition correspondante au gain maximum est la répartition d'amplitude constante (voir 5). Le gain est alors donné par

$$G = \frac{4 \pi S}{\lambda^2}$$

S mesure de la surface de la plus grande pupille.

λ longueur d'onde.

Deux facteurs peuvent donc influencer sur le Gain et diminuer sa valeur, la répartition en amplitude, la répartition en phase dans le plan de la pupille. Ceci s'exprime en multipliant l'expression de G donné par la formule précédente par un coefficient $\mu < 1$. μ est appelé le gain relatif.

On modifie souvent la répartition en amplitude à dessein, de façon à diminuer les feuilles secondaires par rapport à l'amplitude du lobe principal. Une répartition sinusoïdale en champ sur l'une des coordonnées par exemple, donne un gain relatif $\mu = 0,8$, la largeur totale à demi-puissance passe de la valeur $0,88 \cdot \lambda/a$ à la valeur $1,2 \cdot \lambda/a$ et la première feuille secondaire qui, pour une amplitude égale dans la pupille (de dimension a) a une intensité 13 db en dessous du lobe principal, est maintenant à 23 db en dessous de ce lobe (5) - p. 186).

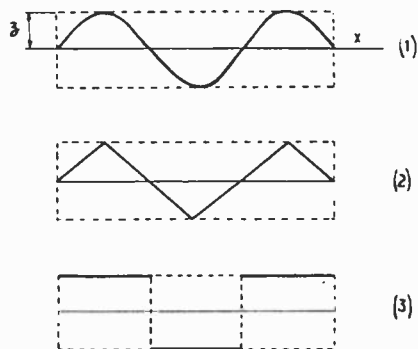


FIG. 3.

Une modification de la phase dans le plan de la pupille n'a au contraire qu'une *action négative*, elle diminue le gain et détruit le diagramme. De plus les qualités de l'airien sont très sensibles à ces variations de phase. Donnons-en un exemple :

Supposons une illumination constante en amplitude, mais dont la loi de phase varie dans l'ouverture,

- (1) - d'après une loi sinusoïdale,
- (2) - en dents de scie,
- (3) - par paliers.

La périodicité de la loi suivant l'axe des x n'influence pas la valeur du gain dans l'axe. Ce dernier ne dépend que de la valeur de kz .

Pour la loi (1) μ varie comme	$J_0^2(kz)$
— — (2) — —	$\frac{\sin^2(kz)}{(kz)^2}$
— — (3) — —	$\cos^2 kz$

Nous avons représenté ces lois de variation sur la fig. 4, en abscisse nous portons l'angle kz , variation extrême de la phase autour de sa valeur moyenne. Sur cette figure nous voyons que sous peine d'une diminution rapide du gain, nous ne pouvons admet-

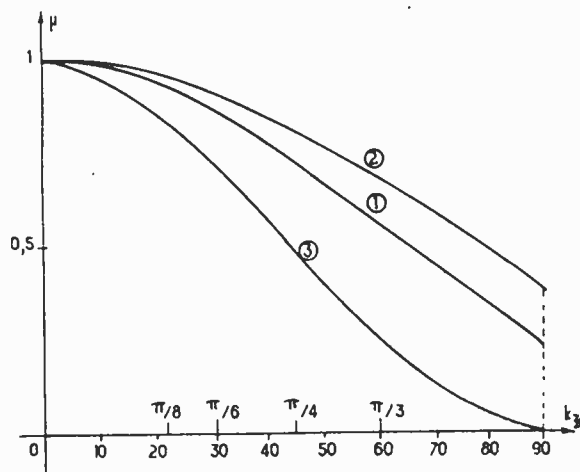


FIG. 4.

tre des écarts supérieurs à $\pi/8$ autour de la valeur moyenne. Si ces irrégularités de phase sont les mêmes dans les deux dimensions de la pupille, il faut élever le coefficient μ de la figure 4 au carré.

Les opticiens connaissent bien l'influence d'irrégularités de la surface de phase sur la qualité de l'image. La règle la plus courante est celle de Lord RAYLEIGH : " La surface de phase doit être comprise entre deux sphères concentriques distantes de $\lambda/4$ ". A. MARÉCHAL (4) donne une valeur inférieure de l'éclairement en fonction de E_0 carré moyen de l'écart entre la surface d'onde et une sphère moyenne. Transposé pour le gain relatif ce résultat nous donne

$$\mu \geq 1 - \frac{2\pi^2}{\lambda^2} E_0$$

Des irrégularités sur la surface de phase influent non seulement sur le gain, mais aussi, bien entendu, sur le diagramme.

Si nous revenons au point de vue de l'optique que nous avons adopté dans la première partie, le dia-

gramme tel qu'on le considère n'est autre que la section par le plan de l'infini du volume de diffraction entourant l'image du foyer. Nous savons que toute aberration de la surface de phase entraîne une augmentation de ce volume.

En résumé en admettant que toute l'énergie rayonnée par la source se retrouve sur la plus grande pupille, il est nécessaire de corriger soigneusement les aberrations de phase de façon à obtenir une surface de phase aussi plane que possible au voisinage de cette pupille. Cette condition est, on le comprend facilement, d'autant plus difficile à tenir que les dimensions de la pupille sont plus grandes devant la longueur d'onde. Elle peut expliquer que le gain relatif d'aériens de grandes dimensions diminue en même temps que la longueur d'onde (5) p. 135).

L'idée physique à dégager des exemples et remarques précédents est que *les défauts habituels des aériens en hyperfréquence ne sont pas dus à des effets de diffraction plus ou moins mystérieux et difficiles à calculer, mais à des aberrations de phase analogues à celles que l'on rencontre pour les instruments d'optique.* Souvent un calcul d'optique classique permet d'évaluer correctement leurs conséquences, malgré le petit nombre de longueurs d'onde du diamètre des pupilles en hyperfréquence, petit comparé à celui des pupilles de l'optique instrumentale.

Un nouveau type de lentilles hyperfréquence.

Le rapprochement des aériens hyperfréquence avec les instruments d'optique et la nécessité de corriger au mieux la phase dans le plan de la plus grande pupille, rend intéressant un nouveau type de lentille développé à la Compagnie Générale de T.S.F. et actuellement utilisé sur les antennes du câble Hertzien P.T.T. Paris-Lille.

Décrivons tout d'abord ces lentilles dont l'étude détaillée a d'ailleurs déjà été publiée (6).

Considérons un plan infiniment conducteur percé d'une ouverture circulaire de diamètre d . Soit une onde plane incidente parallèle à ce plan, λ sa longueur d'onde. Si d est grand devant λ , l'ouverture laisse passer un faisceau de rayons parallèles. Le champ électromagnétique en un point éloigné sur l'axe de l'ouverture a même valeur en amplitude et en phase qu'en absence d'écran. Si d diminue et devient du même ordre que λ le faisceau s'écarte, des feuilles apparaissent, d diminuant encore l'ouverture rayonne une onde sphérique. Dans ce dernier cas le champ en un point éloigné sur l'axe de l'ouverture a une phase en avance de $\pi/2$ sur le champ en l'absence d'écran. Ce fait est à rapprocher de l'avance de phase de π d'une onde passant par un foyer - La transformation d'une onde plane en onde sphérique amène une avance de phase de $\pi/2$.

Examinons maintenant un écran métallique percé d'ouvertures circulaires égales de diamètre d , dont les centres forment un quadrillage de côté $2a$. Si $2a < \lambda$, une onde plane en incidence normale est réfléchi et transmise suivant deux ondes qui seront des ondes planes à une certaine distance

de la plaque. Il est donc possible de définir des coefficients de transmission et de réflexion en amplitude et en phase comme le rapport des champs électromagnétiques. Ces coefficients dépendent d'un seul paramètre α et s'expriment par les formules :

$$t = \cos \alpha e^{i\alpha}$$

$$r = i \sin \alpha e^{i\alpha}$$

L'avance de phase sur l'onde en l'absence d'écran s'exprime en fonction de α .

Les résultats expérimentaux montrent que si d/λ tend vers zéro, α tend vers $\pi/2$ et $|t|$ vers zéro. Nous retrouvons les résultats de l'ouverture unique. Nous sommes capables avec un tel écran d'obtenir une onde transmise déphasée.

L'avance de phase α peut varier en fonction de d/λ entre $\pi/2$ et α_0 , α_0 correspondant à la valeur maximum de d compatible avec l'écartement $2a$. α_0 dépend de la valeur $2a/\lambda$ et peut être rendu très petit par un choix judicieux de cette valeur.

D'un autre côté la transmission $|t|$ varie en sens inverse de l'avance de phase. Appelons transmission relative $T = \frac{|t|}{\theta}$, θ étant la racine carrée du coefficient

de transmission qu'on définirait en optique classique par le rapport des énergies transmise et incidente (alors $d \gg \lambda$). Si d/λ tend vers l'infini T tend vers l'unité. Il est intéressant du point de vue physique d'examiner les variations de T en fonction de d/λ et $2a/\lambda$.

Nous notons que T est beaucoup plus sensible à d/λ qu'à $2a/\lambda$. D'autre part

pour $d/\lambda < 0,43$, $T \ll 1$ et $T \nearrow$ si $2a/\lambda \searrow$

pour $d/\lambda > 0,43$, $T > 1$ et $T \rightarrow$ si $2a/\lambda \searrow$

Nous disons que dans le premier cas l'ouverture fonctionne en pseudo coupure, dans le second qu'elle est au-dessus de la pseudo coupure. En effet, on peut rapprocher physiquement ce qui se passe dans l'ouverture pour $d/\lambda < 0,43$ du guide d'onde en régime de coupure. Champs électriques et magnétiques sont en quadrature dans l'ouverture, la surface d'antenne est beaucoup plus petite que la surface géométrique de l'ouverture. A l'inverse si $d/\lambda > 0,43$ la surface d'antenne est plus grande que la surface géométrique. On conçoit alors pourquoi T diminue si $2a/\lambda$ diminue. Le rapprochement des ouvertures les empêche de rayonner avec leur rendement optimum.

Si au lieu d'ouvertures de diamètre égal, nous varions le diamètre des ouvertures, nous modifions à volonté la surface de phase de l'onde transmise. Enfin pour obtenir des déphasages importants, nous disposons à des distances convenables plusieurs écrans, qui ainsi ajoutent leurs effets.

Soient p écrans identiques parallèles à des distances égales b , si d diminue suivant qu'on s'écarte d'un axe Δ normal aux plaques, nous aurons formé

un système de transmission dont le déphasage augmente avec l'éloignement d'un axe, c'est-à-dire une lentille convergente. *Cet ensemble a pour équivalent optique une lame à face parallèle d'indice variable.* Remarquons qu'il nous est facile de définir un indice équivalent. Soit e l'épaisseur totale de la lentille, α l'avance de phase sur l'onde transmise par rapport à l'onde de longueur d'onde λ qui existerait en l'absence de lentille, on peut écrire :

$$n = 1 - \frac{\alpha}{2\pi} \frac{\lambda}{e}$$

puisque $\alpha > 0$ on a $n < 1$

Des diélectriques artificiels pour ondes décimétriques ont déjà été signalés et étudiés par différents auteurs. Signalons en particulier les travaux de Kock (7) qui a étudié des « lentilles guides » et également un milieu complémentaire de celui que nous étudions : des disques métalliques au lieu d'ouvertures dans des écrans. Les lentilles ainsi réalisées sont l'équivalent de lentilles classiques en optique, c'est-à-dire un volume d'indice constant et d'épaisseur variable.

Examinons rapidement les possibilités et les limitations du système proposé.

1. — *Transmission et largeur de bande.* — Nous avons remarqué que l'avance de phase maximum de $\pi/2$ ne s'obtient que pour une transmission nulle. Or il est important que la transmission en tout

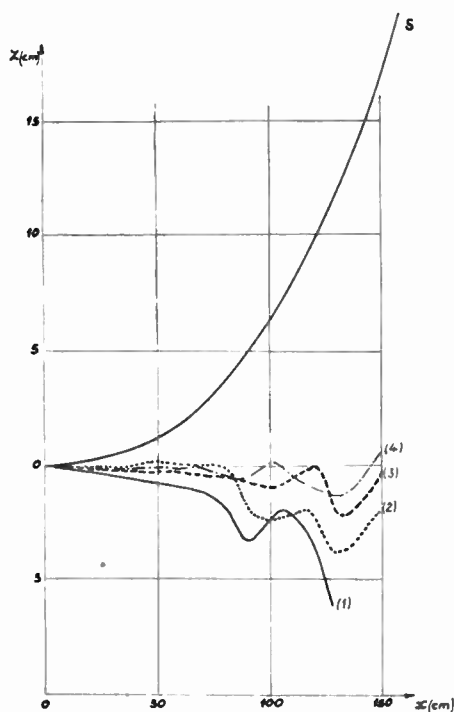


Fig. 5.

point de la lentille ne descende pas en-dessous de 0,9. Remarquons que le paramètre b écartement des plaques nous donne la possibilité d'obtenir une

transmission voisine de l'unité pour une fréquence déterminée. Si nous voulons une transmission dans une bande de fréquence importante, nous sommes amenés à traiter un problème de filtre. Son examen amène au choix du nombre de plaques pour une largeur de bande et un déphasage donnés. Le déphasage étant donné la « surtension » du système varie en sens inverse du nombre des plaques.

Pour rattraper un déphasage de 2π avec une transmission totale supérieure à 0,9 dans une bande de 300 Mc/s autour de 3 640 Mc/s nous avons pris plaques.

2. — *Déphasage.* — Les lentilles du type décrit permettent non seulement de rattraper des déphasages importants mais aussi de corriger des aberrations locales de la surface de phase. On a ainsi l'équivalent d'une « optique de retouche ». Donnons en un exemple. La figure 5 représente des surfaces de phase dans l'espace. L'échelle est dix fois plus grande en ordonnée qu'en abscisse. L'onde (S) provenant d'un point éloigné sur l'axe $z > 0$ est sensiblement sphérique. Le déphasage total à rattraper est 1π (longueur d'onde $\lambda = 8,20$ cm). L'onde (1) est l'onde qu'on obtient après le passage de (S) à travers une lentille. Nous cherchons à obtenir une surface de phase plane. La lentille, constituée de 8 plaques, est trop convergente. L'onde (2) est obtenue en retirant une plaque donc en diminuant la convergence, l'onde (3) en retirant une plaque à l'échelon (entre 100 cm et 150 cm), l'onde (4) en inclinant la lentille sur l'onde incidente. Nous voyons que nous pouvons modifier facilement l'onde transmise. En pratique on mesure la surface de l'onde transmise et on calcule une ou deux plaques de correction qui rajoutées ou substituées sur la lentille originale permettent d'obtenir une surface de phase qui réponde aux conditions que nous avons décrites au paragraphe précédent. C'est ainsi que nous obtenons des surfaces de phase dans une grande pupille circulaire de diamètre 35λ dont les écarts autour de la valeur moyenne correspondant à un plan sont inférieurs partout à $\pi/8$.

3. — *Chromatisme.* — Le déphasage est comme la transmission fonction de la fréquence. On observe un défaut analogue au chromatisme optique. La convergence varie en sens inverse de la fréquence et cela d'autant plus rapidement que la « surtension » est plus élevée.

Remarquons que cette propriété, qui est un défaut pour une lentille, peut nous permettre d'obtenir un milieu très dispersif, donc de réaliser des prismes et d'envisager leurs applications comme en optique, spectrographes par exemple.

4. — *Echelons.* — Afin de limiter le nombre de plaques à un chiffre raisonnable on est amené à utiliser un dispositif dit d'échelons. La surface d'onde incidente est divisée par des plans normaux à l'axe en tranches d'épaisseur λ . Chacune de ces portions d'onde incidente est transformée en ondes planes distantes de λ par des éléments de lentilles. Pour le point de l'infini dans l'axe tout se passe comme si la surface de phase était plane.

Cette discontinuité dans la surface de phase amène une irrégularité au passage dont la dimension

transversale est de l'ordre de λ . Ce dispositif fait donc perdre sur la pupille une bande de dimension transversale égale à λ .

5. — *Ouverture.* — L'étude de la transmission et du déphasage des écrans a été effectuée pour une onde incidente normale à l'axe. C'est-à-dire que les résultats ne peuvent être utilisés que dans « l'approximation de GAUSS ».

L'étude en incidence oblique montre qu'il y a une analogie de fonctionnement avec l'optique cristalline. Ceci ne doit pas nous surprendre, un tel milieu n'étant pas isotrope. Étant donné une onde incidente oblique, il existe seulement deux directions du plan de polarisation normale ou parallèle au plan d'incidence, telle que la polarisation de l'onde transmise soit la même que celle de l'onde incidente. A ces deux directions correspondent deux vitesses de phase, à rapprocher des indices extraordinaire et ordinaire. Le module de la transmission subit également des variations importantes. Ceci mis à part, nous retrouvons des propriétés analogues à celles des cristaux uniaxes.

D'autre part, il est physiquement d'autant plus difficile de rattraper un déphasage donné qu'on désire le faire dans une distance transversale plus petite.

Enfin dans le cas où on utilise des échelons, une forte incidence conduit à rendre comparable la zone de bon fonctionnement d'un échelon et la zone de transition défectueuse au passage de deux échelons.

Ces différents facteurs nous amènent à limiter à deux le rapport d'ouverture d'une lentille mince. Cette limite peut bien entendu être dépassée en utilisant des lentilles épaisses ou des systèmes composés.

L'aérien du câble hertzien-Paris-Lille.

Le problème posé est d'obtenir un aérien dont les dimensions de l'ouverture soient de $3 \text{ m} \times 3 \text{ m}$, qui fonctionne à 3 600 Mc/s avec une largeur de bande de 160 Mc/s définie par moins de 1,1 d'onde stationnaire. La 3^e dimension de l'aérien ne devait pas dépasser 3 m, enfin l'aérien ne devait pas présenter de feuilles latérales importantes et particulièrement de rayonnement arrière, de façon à éviter soigneusement tout couplage avec des aériens voisins.

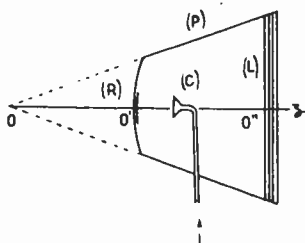


FIG. 6.

Le problème posé était difficile à résoudre avec une seule lentille car il aurait fallu adopter une ouverture égale à l'unité. On a en quelque sorte divisé la difficulté par deux, en effectuant le déphasage total en deux stades. L'aérien est composé

de deux parties, que nous appellerons objectif et oculaire par analogie avec les instruments d'optique (fig. 6).

L'Oculaire :

L'oculaire se compose d'un petit cornet (C) et d'un miroir métallique (R). L'ensemble donne à l'émission dans le plan de $0''$ une onde semblant provenir en première approximation du point O. (R) est un miroir concave de 150 cm de diamètre, la distance $O'(C)$ est de 50 cm. Le choix d'un miroir comme oculaire se justifie, car il permet de réduire l'encombrement, de fonctionner à faible ouverture et par sa dimension relativement réduite évite les défauts des réflecteurs grandes dimensions.

La correction des ondes stationnaires est réalisée isolément pour chaque partie. Le cornet (C) est corrigé dans une bande de 200 Mc/s grâce à des procédés classiques. Le rayonnement du réflecteur (R) dans (C) est corrigé à l'aide d'un petit réflecteur auxiliaire (r) qui modifie la surface d'onde suivant l'ordonnée de $0''$ mais sans inconvénients, la lentille (L) nous permettant de rattraper un déphasage quelconque.

Dans la réalisation définitive on a préféré utiliser comme oculaire un miroir hyperbolique dont le foyer est excentré. La réalisation pratique est simplifiée. Le problème des ondes stationnaires dues au miroir, l'effet de masque, sont supprimés. L'onde rayonnée par un tel oculaire diffère peu de celle de l'oculaire centré précédent.

L'Objectif.

L'effet de rayonnement arrière est évité par un tronc de pyramide (P) en cornières recouvertes de métal déployé, réunissant de façon très rigide l'objectif et l'oculaire. A partir de la courbe de phase relevée en $0''$ par une méthode interférométrique et qui s'éloigne assez de la forme sphérique, on calcule une lentille (L) destinée à la fois à rattraper la phase et à corriger les aberrations, de façon à obtenir à la sortie une surface d'onde aussi plane que possible. (L) comprend une lentille centrale et un échelon et focaliserait une onde plane incidente aux alentours du point O (elle a donc une ouverture de 2). Elle est constituée de 7 plaques de duraluminium de 2 mm d'épaisseur. Les trous sont disposés suivant les sommets d'un quadrillage de 65 mm de côté, leur diamètre varie de 61 mm à 42 mm en s'éloignant du centre.

On remarque sur la figure 7 que la lentille est galbée en forme de cylindre à génératrices horizontales, le plan de polarisation d'une onde incidente étant horizontal. Ceci afin de diminuer l'angle d'incidence des ondes dans le plan où se produit la variation de phase extraordinaire. Enfin la demi-portion supérieure de la lentille est décalée d'une tôle par rapport à la demi-portion inférieure, ceci afin de réduire au minimum le coefficient de réflexion de la lentille, tout en ne modifiant pas son coefficient de transmission.

Résultats obtenus. — Cet aérien permet d'obtenir un faisceau d'ondes hertziennes dont la largeur totale à demi-puissance est $1^{\circ} 7/10$ en azimuth et site. Le premier anneau situé à 4° de l'axe est à 20 db en dessous du lobe principal. Après 45° la valeur du rayonnement est inférieure à 40 db, après 90° à 50 db. Le gain absolu mesuré est voisin de 38,5 db pour une surface de 7 m^2 , d'où un gain relatif μ voisin de 60 %. Les ondes stationnaires sont, avec le nouvel oculaire, inférieures à 1,12 dans une bande de 300 Mc/s (3 640 Mc/s étant la fréquence centrale).

Conclusion.

En définitive les principaux points d'intérêt dans l'utilisation de lentilles de ce type sont les suivants :

(1) Il devient possible de corriger localement une surface de phase. On possède une véritable « optique

de relouche » pour les aériens UHF. Cette possibilité est d'autant plus intéressante que les dimensions de l'aérien sont plus grandes par rapport à la longueur d'onde. En particulier on peut utiliser cette possibilité de corriger les aberrations si on désire des aériens spéciaux pour former une véritable image comme en optique.

(2) Les lentilles fonctionnant évidemment par transmission, il devient possible de construire des aériens composés, c'est-à-dire dans lesquels le déphasage ou la correction des aberrations sont exécutés en plusieurs étapes comme dans les instruments d'optique. De plus, le faisceau étant transmis et non plus réfléchi, la correction des ondes stationnaires (énergie réfléchie vers la source) devient aisée.

(3) En réunissant sans solution de continuité la source à la plus grande pupille, on peut éviter cer-

tains rayonnements latéraux ou rayonnements arrières. Ceci présente un intérêt particulier dans le cas d'un relais de faisceau hertzien où l'on désire découpler au maximum les différents canaux, donc les différents aériens.

(4) Du point de vue construction pratique, les tolérances de fabrication sont peu élevées surtout pour un système à large bande donc à faible surtension. Le principe physique de la lentille rend également peu critique sa mise en place. En effet, si on incline sur l'axe un miroir d'un petit angle α , le faisceau réfléchi tourne d'un angle 2α ; pour une lentille, c étant un coefficient constant, il tourne de $c\alpha^2$ (existence de points nodaux). Si on déforme localement un miroir de ε la variation correspondante de chemin optique est 2ε , pour une lentille elle est égale à $|n - 1|\varepsilon$, donc en général beaucoup plus petite.

Enfin l'existence et l'étude d'un nouveau diélec-

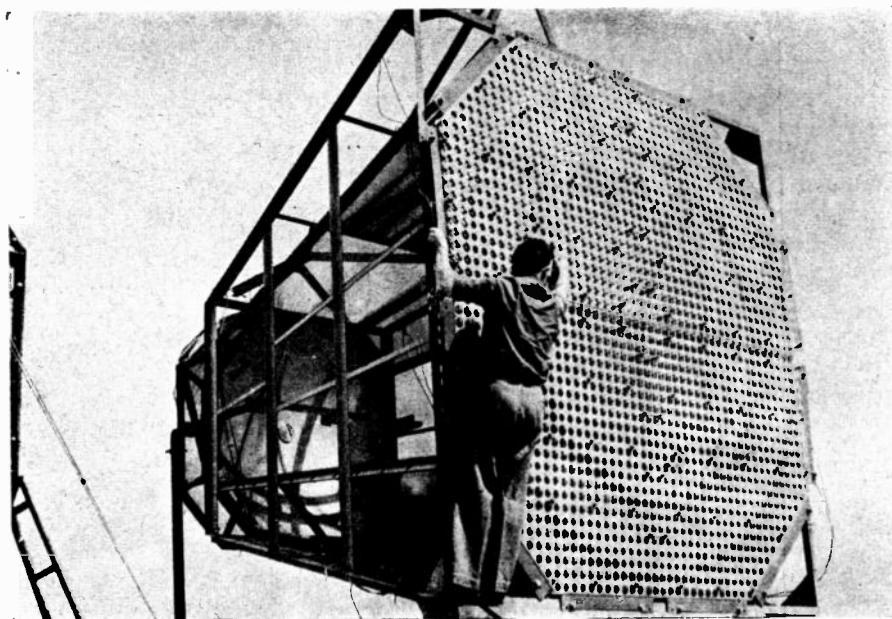


FIG. 7.

trique artificiel de construction aisée permet d'envisager d'intéressantes applications dans le domaine des ondes décimétriques et millimétriques.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) J. ORTUSI et J. C. SIMON. — Diffraction des paraboloides de révolution. — *Annales de Radioélectricité*, tome V, n° 22, Oct. 50, p. 321 à 330.
- (2) MAX BORN. — *Optik*, Berlin, Springer, 1933.
- (3) A. MARECHAL. — *Cahiers de Physique* n° 25 et 26 Déc. 44. Influence des aberrations géométriques sur la tache de diffraction.
- (4) A. MARECHAL. — Thèse de physique. Juin 1947 (*Revue d'optique* éd.).
- (5) SILVER. — *Microwave Antenna Theory and design* — Mac Graw Hill c° (1949). (Série du M. I. T.).
- (6) J. C. SIMON. — Diffraction des écrans plans et application aux lentilles hertziennes. — *Annales de Radioélectricité*, Juillet 51. T. VI n° 25 p. 205 à 243.
- (7) W. E. KOCK. — B. S. T. J. 1948.

APPENDICE

Rappel de la Définition des aberrations géométriques au voisinage de l'image.

Soient A l'objet, B et A' les points où le rayon lumineux coupe le plan de la pupille de sortie et le plan image.

Soient ρ_0 , r_p , $\rho_1 + \Delta \rho_1$, les distances respectives de ces points à l'axe (Nous supposons que le système optique est de révolution).

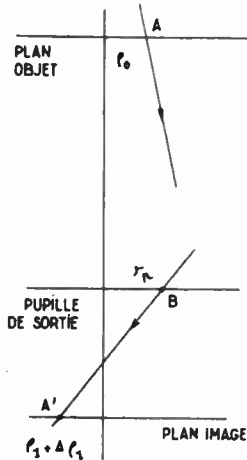


Fig. 8.

Soit ρ_1 la distance de l'image de GAUSS. (fig. 8). $\Delta \rho_1$ représente l'aberration géométrique totale. Si on effectue un développement limité de $\Delta \rho_1$,

en fonction des paramètres ρ_0 , r_p . Les premiers termes du développement sont des termes homogènes de degré trois. A chacun de ces termes correspond une aberration particulière.

terme en r_p^3 — Aberration de sphéricité.

Cette aberration existe même pour les points objet et image sur l'axe. Elle apparaît dès que l'angle d'ouverture n'est plus petit. Il y correspond la notion de caustique. On dit parfois que le système optique n'est pas stigmatique.

terme en $r_p^2 \rho_0$ — Coma.

Au lieu d'observer l'image d'un point dans le plan image, on remarque une tache lumineuse en forme de « comète », dont la traîne est du côté opposé à l'axe par rapport à la tête. Elle est d'autant plus sensible que les angles d'ouverture et de champ sont plus élevés.

terme en $\rho_0^2 r_p$ — Astigmatisme et courbure de champ.

Correspond à l'apparition pour des rayons inclinés des focales sagittale et tangentielle et à une déformation de l'image dans le plan image.

terme en ρ_0^3 — Distorsion.

Déformation de l'image dans le cas d'un grand angle de champ.

UTILISATION DE LA MODULATION D'IMPULSIONS POUR LA TRANSMISSION D'UN GROUPE DE VOIES TÉLÉPHONIQUES EN PROVENANCE DE SYSTÈMES A COURANTS PORTEURS

PAR

L.-J. LIBOIS
Ingénieur des P.T.T.

Dans la technique de la transmission multiplex par faisceaux hertziens la modulation d'impulsions tient une place importante. Si, pour les artères à grande capacité et à grande distance, la modulation de fréquence demeure encore le seul procédé réellement utilisable, au contraire, pour des liaisons moins importantes, notamment pour des liaisons régionales par exemple, la modulation d'impulsions présente des avantages qui dans bien des cas peuvent la rendre préférable à la modulation de fréquence.

Il n'est peut être pas inutile, d'ailleurs, de préciser lorsqu'il s'agit d'une transmission multiplex ce que l'on entend par « modulation d'impulsions » et « modulation de fréquence » deux termes qui sont passés dans le langage courant mais qui ne sont pas en eux-mêmes suffisamment explicites et peuvent prêter à confusion sur certains points. Lorsque l'on parle de « modulation de fréquence » on sous-entend d'abord que les différentes voies à transmettre ont été au préalable transposées en fréquence et groupées ensuite ensemble (multiplex à répartition de fréquences), ce groupe de voies transposées modulant alors en fréquence l'onde porteuse (la modulation de l'onde porteuse en amplitude n'étant, comme on le sait, jamais utilisée dans ce cas). Sous le terme général de « modulation d'impulsions » on entend la modulation par une voie de l'un des paramètres caractéristiques d'une suite d'impulsions régulièrement récurrentes et le groupement de ces différentes suites par échelonnement dans le temps (multiplex à répartition dans le temps). La modulation de l'onde porteuse par l'ensemble de toutes les impulsions pourra s'effectuer soit en amplitude soit en fréquence : le procédé qui a été le plus couramment employé jusqu'à présent consiste à moduler l'émetteur en amplitude par tout ou rien ; la modulation de l'onde porteuse en fréquence peut être intéressante dans

certains cas, elle est alors l'analogue du « carrier shift » de la télégraphie.

Modulation d'impulsions et modulation de fréquence sont les deux procédés de modulation actuellement utilisés dans les liaisons par faisceaux hertziens. Nous mentionnerons simplement à titre indicatif l'apparition récente des nouveaux procédés de « modulation codée » (P.C.M. — Modulation en Δ etc...). Du point de vue du groupement des voies ces procédés se rattachent aux systèmes multiplex à répartition dans le temps ; ils semblent promis à un brillant avenir mais n'ont pas encore donné lieu à d'autres réalisations que celles des laboratoires : aussi nous contenterons nous de les citer sans les faire figurer sous la rubrique « modulation d'impulsions ».

I. — LE PROBLÈME DE LA DISTORSION EN MODULATION D'IMPULSIONS

On reproche souvent aux faisceaux hertziens qui font appel aux systèmes multiplex à répartition dans le temps de ne pas « s'intégrer » commodément et économiquement dans un réseau moderne de câbles téléphoniques basé comme on le sait sur l'utilisation de plus en plus généralisée des systèmes à courants porteurs. D'un autre côté la modulation d'impulsions dans les transmissions par voie hertzienne peut présenter des avantages sur la modulation de fréquence notamment lorsqu'il s'agit de nombres de voies relativement réduits. Ces avantages, qui proviennent pour une bonne part du fait que les questions de diaphonie sont en général faciles à résoudre en modulation d'impulsions, sont susceptibles de conduire, pour un nombre de voies donné, à des équipements plus simples et par suite plus économiques.

Il apparaît donc souhaitable de rechercher les moyens qui permettront d'utiliser des équipements de faisceaux hertziens soit avec des systèmes multiplex à courants porteurs soit avec des systèmes multiplex à impulsions. C'est en nous plaçant à ce point de vue que nous nous proposons d'examiner les possibilités techniques d'utilisation de la modulation d'impulsions pour la transmission d'un groupe de voies téléphoniques, en provenance d'un système à courants porteurs. Il n'est pas dans notre intention, répétons-le, de généraliser la portée de telle solution et de prétendre que tel système de modulation est préférable à un autre, le choix du procédé de modulation dépendant d'un grand nombre de facteurs ; mais il est bien certain cependant que la possibilité de se servir de la modulation d'impulsions pour transmettre un groupe de voies téléphoniques transposées étend le domaine d'utilisation des équipements de faisceaux hertziens prévus primitivement pour fonctionner avec des systèmes multiplex à impulsions et peut faciliter par ce fait même la solution de certains problèmes d'interconnexion ou de dérivation.

Du point de vue technique le problème à résoudre est essentiellement celui de la distorsion du signal en modulation d'impulsions : cette distorsion doit être comme on le sait très réduite puisque, dans le cas qui nous intéresse, distorsion et diaphonie sont étroitement liées comme dans tout système multiplex basé au départ sur une répartition de fréquences.

Les distorsions qui affectent le signal en modulation d'impulsions ont essentiellement trois origines (nous ne comprenons pas sous le terme de « distorsions » les effets de signaux parasites indépendants de la modulation elle-même tels que le bruit de fond du système ou de la voie de transmission) :

1° La nature même de la modulation (spectre des impulsions modulées) ;

2° La limitation de bande de la voie de transmission ;

3° La non-linéarité des organes modulateurs et démodulateurs.

II. — DISTORSIONS DUES AUX BANDES LATÉRALES DU SPECTRE DE MODULATION

Etant donnée une suite d'impulsions d'amplitude A , de largeur τ et de période T trois procédés de modulation sont possibles :

Modulation d'amplitude (A) ;

Modulation de largeur (τ) ;

Modulation de position (T).

On sait que la modulation d'impulsions en amplitude n'est pratiquement jamais utilisée car elle présente les mêmes inconvénients que la modulation d'amplitude elle-même sans offrir par ailleurs d'intérêt particulier en dehors du principe général de répartition des différentes voies dans le temps. Nous

n'envisagerons donc dans ce qui suit que le cas de la modulation de largeur et de la modulation de position cette dernière étant d'ailleurs la plus intéressante et la plus commode à mettre en œuvre dans les équipements de faisceaux hertziens. Pour restituer le signal, en modulation de position, on ne peut procéder par simple filtrage car il n'existe pas dans le spectre des impulsions modulées de composante à la fréquence de la modulation : on est donc conduit, à la réception, à repasser par l'intermédiaire de la modulation de largeur dont le spectre comporte la composante B.F. C'est donc finalement le spectre d'une modulation d'impulsions en largeur qu'il convient d'examiner pour étudier cette cause de distorsion : il est en outre important de préciser de quelle manière s'effectue cette modulation. Dans la plupart des systèmes, notamment dans le cas de la réception où la modulation de largeur provient d'une intégration d'impulsions modulées en position, la modulation des impulsions en largeur s'effectue sur l'un seulement des deux fronts de l'impulsion ; c'est donc ce type de modulation en largeur à un seul front variable que nous retiendrons dans ce qui suit. Une dernière précision encore : la largeur de l'impulsion est fonction de l'amplitude du signal modulant à un certain instant ; quel instant doit-on choisir ? Là aussi, si l'on examine les dispositifs les plus usuels on se rend compte que la largeur de l'impulsion modulée est fonction de la valeur du signal à l'instant d'apparition même du front variable et non par exemple à celui du front fixe : le paramètre de modulation est en quelque sorte fonction implicite du signal modulant.

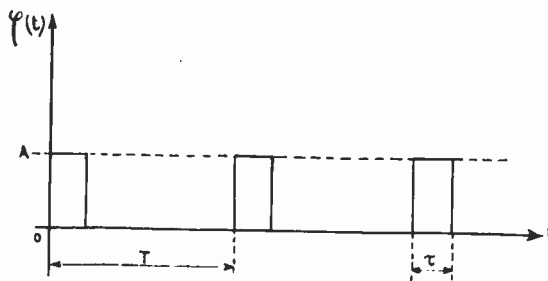


Fig. 1.

L'expression mathématique du spectre des impulsions modulées s'obtient aisément dans ce cas à partir de la décomposition en série de Fourier de la fonction du temps que constitue la suite périodique des impulsions non modulées. Soit donc une suite d'impulsions (fig. 1) d'amplitude A , de largeur τ et de période T . Nous supposons que la modulation s'effectue sur le second front ce qui nous conduit à prendre une origine des temps coïncidant avec le front fixe de l'une des impulsions de la suite. Soit $\varphi(t)$ la fonction représentant la suite des impulsions non modulées, sa décomposition en série de Fourier a pour expression :

$$\varphi(t) = A \left[\frac{\tau}{T} + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{k\pi\tau}{T}}{k\pi} \cos \frac{2k\pi}{T} \left(t - \frac{\tau}{2} \right) \right]$$

ou encore

$$\varphi(t) = A \left\{ \frac{\tau}{T} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{1}{k} \left[\sin \frac{2\pi t}{T} - \sin \frac{2k\pi}{T} (t - \tau) \right] \right\}$$

La fonction représentant les impulsions modulées, suivant les hypothèses précédentes, s'obtient simplement, comme on peut s'en rendre compte aisément, en remplaçant τ par une fonction du temps, par exemple en posant :

$$\tau = \tau_0 + \Delta\tau_0 \sin \omega t$$

si la modulation est sinusoïdale.

Les amplitudes des différentes composantes du spectre s'en déduisent immédiatement en utilisant les décompositions en séries de fonctions de Bessel des expressions :

$$\cos \left(\frac{2k\pi\Delta\tau_0}{T} \sin \omega t \right)$$

$$\sin \left(\frac{2k\pi\Delta\tau_0}{T} \sin \omega t \right)$$

Les fréquences des différentes composantes du spectre sont, en appelant f_r la fréquence de répétition des impulsions et f_m la fréquence de modulation :

0 (composante continue) ;

f_m (composante B.F.) ;

$k f_r$ (spectre des impulsions non modulées) ;

$k f_r \pm n f_m$ (bandes latérales).

Les amplitudes de la composante B.F. et des bandes latérales ont respectivement pour valeurs

$$A f_r \overline{\Delta\tau_0} \left(A \cdot \frac{\Delta\tau_0}{T} \right)$$

et

$$\frac{A}{k\pi} J_n(2k\pi f_r \overline{\Delta\tau_0})$$

Ce sont les bandes latérales à fréquences $f_r - n f_m$ qui nous intéressent ici. Le rapport entre l'amplitude de ces bandes et celle de la composante B.F. a pour expression :

$$K_n = \frac{2 J_n(2\pi f_r \overline{\Delta\tau_0})}{2\pi f_r \overline{\Delta\tau_0}}$$

ou encore en posant :

$$\lambda = \frac{\tau_0}{T} \text{ (taux de remplissage)}$$

$$\mu = \frac{\Delta\tau_0}{T} \text{ (taux de modulation)}$$

$$K_n = \frac{2 J_n(2\pi\lambda\mu)}{2\pi\lambda\mu}$$

La figure 2 donne les valeurs relatives en décibels des premières bandes latérales (K_1, K_2, K_3, K_4) en fonction du paramètre $\lambda\mu$.

Sur ces courbes on voit par exemple que pour un taux de remplissage de 40 % et un taux de modulation de 50 % ($\lambda\mu = 0,2$) la troisième bande latérale est à - 24 db et la quatrième à - 13 db.

Ces résultats théoriques concordent bien avec ceux trouvés expérimentalement : dans un montage d'essai nous avons trouvé des valeurs de quelques décibels inférieures à celles données par la figure 2 : dans le cas précédent par exemple - 16 db au lieu de - 43 db ce qui n'a rien de très étonnant car les valeurs de λ et de μ ainsi que la pureté du type de modulation utilisée ne peuvent guère s'apprécier à mieux que 5 à 10 % près.

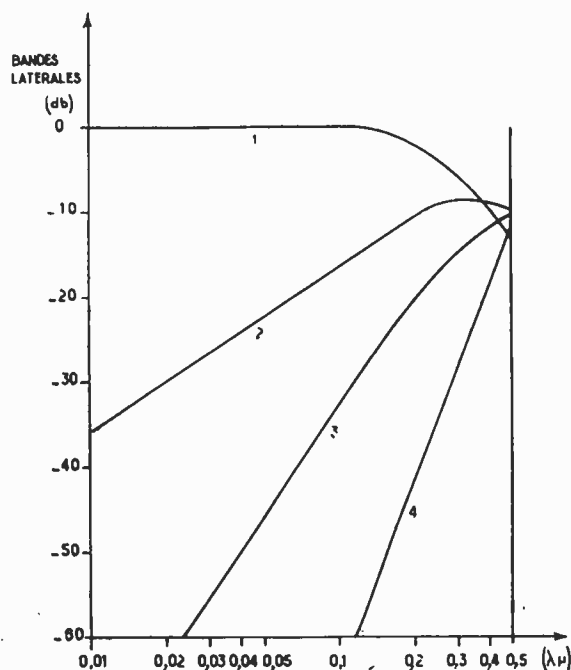


FIG. 2.

Ce qui précède suppose que la distorsion non linéaire à la modulation est négligeable sinon les résultats précédents risqueraient d'être faussés : en effet, dans la quatrième bande latérale, par exemple, ($f_r - 4 f_m$) on retrouverait des composantes parasites provenant de la deuxième bande latérale relative à l'harmonique 2 [$f_r - 2 (2 f_m)$].

Les résultats précédents nous conduisent à proposer comme fréquence de répétition des impulsions, dans le cas d'une transmission d'un groupe de voies téléphoniques, une fréquence égale à 4 fois la plus haute fréquence de modulation de façon à ce que la troisième bande latérale inférieure ne soit pas gênante. D'autre part 40 % et 80 % peuvent être considérés comme des maxima pour les taux de remplissage et de modulation : le taux de modulation de 80 % correspondant par exemple à une valeur qui ne doit pas être dépassée pendant plus de 1 % du temps. Les seules composantes parasites à prendre en considération sont alors celles de la quatrième bande latérale dont l'influence diminue d'ailleurs très vite avec le taux de modulation puisque leurs amplitudes se comportent comme des produits du quatrième ordre ($K_4 \propto \lambda\mu^4$). Pour 10 % de modula-

tion, par exemple, valeur qui correspondrait sensiblement à celle que l'on aurait par voie au niveau O pour un système à 24 voies l'amplitude relative K_4 de la quatrième bande latérale tombe à - 85 db environ ce qui est amplement suffisant (recommandation C.C.I.F. - 80 db pour l'harmonique 3).

III. — DISTORSIONS DUES A LA LIMITATION DE BANDE DE LA VOIE DE TRANSMISSION

Dans la voie de transmission nous comprenons tous les organes placés entre le modulateur et le filtre du démodulateur qui restitue la composante à la fréquence de modulation. La première question qui se pose est de savoir quel est l'effet de la non linéarité de la voie de transmission. En modulation d'impulsions en amplitude il est bien évident que tous les organes de transmission devraient être extrêmement linéaires c'est même la raison pour laquelle on ne peut envisager d'utiliser, surtout en transmission hertzienne, un tel procédé de modulation.

En modulation de largeur ou de position par contre, l'influence de la distorsion non linéaire est nulle ; il est même au contraire nécessaire que les écrêtages soient très efficaces de manière à éliminer toute modulation parasite d'amplitude. La condition à remplir est que la surface des impulsions qui se présentent à l'entrée du filtre passe-bas de réception soit une fonction linéaire de la modulation ce qui conduit à étudier avec un soin particulier les étages écrêteurs qui précèdent le filtre, l'expérience montre d'ailleurs que cela ne présente pas de difficulté spéciale.

Limitation de la bande en basse fréquence.

Dans les systèmes multiplex à répartition dans le temps une mauvaise transmission des basses fréquences est une cause de diaphonie, surtout en modulation d'amplitude : en modulation de largeur l'effet est d'autant moins important que la raideur des fronts est plus grande ; en modulation de position on est beaucoup moins gêné par la limitation de bande en basse fréquence puisque le spectre des impulsions modulées ne comporte pas de composantes B.F., avantage très appréciable du point de vue de la transmission.

Dans le cas présent il est facile de se rendre compte que la transmission des basses fréquences n'est pas critique même en modulation de largeur : en effet supposons que nous transmettions tout le spectre des impulsions modulées sauf la composante B.F.

qui n'est transmise qu'à $\frac{1}{1+\varepsilon}$ près par exemple : si $\varphi(t)$ est la fonction qui représente les impulsions modulées, la voie de transmission transformera ce signal en

$$\varphi(t) + \varepsilon \frac{\Delta \tau_0}{T} \sin(\omega t - \varphi)$$

la largeur de l'impulsion qui primitivement était caractérisée par la fonction

$$\tau = \tau_0 + \Delta \tau_0 \sin \omega t$$

a maintenant pour expression

$$\tau = \tau_0 + \Delta \tau_0 \sin \omega t + \eta(\varepsilon) \sin(\omega t - \varphi)$$

où l'on peut poser

$$\eta = \alpha \varepsilon + \beta \varepsilon^2 + \gamma \varepsilon^3 + \dots$$

α tendant vers zéro lorsque la raideur des fronts augmente indéfiniment ; dans la pratique β est négligeable devant α et l'on veut prendre finalement

$$\eta \simeq \alpha \varepsilon$$

ce qui montre qu'il n'y a pas de distorsions non linéaires à redouter : l'effet produit se réduit pratiquement à un léger déphasage de la composante B.F.

Limitation de la bande en haute fréquence.

Considérons une impulsion modulée dont le second front est variable. Supposons cette impulsion parfaitement rectangulaire au départ, soit t_0 l'instant d'apparition du front non modulé l'expression mathématique de la fonction correspondante est :

$$I_0(t) = \gamma(t - t_0) - \gamma(t - t_0 - \tau) \\ \tau = \tau_0 + \Delta \tau_0 \sin \omega(t_0 + \tau)$$

Prenons pour simplifier l'origine des temps à t_0 :

$$I_0(t) = \gamma(t) - \gamma(t - \tau)$$

et supposons par exemple que la forme de la bande passante vers les hautes fréquences puisse être assimilée à celle que donnerait un circuit RC, $I_0(t)$ devient $I(t)$ tel que : ($\theta = RC$)

$$I(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\theta}}) \gamma(t) - (1 - e^{-\frac{t-\tau}{\theta}}) \gamma(t - \tau)$$

La partie de l'impulsion intéressante est celle qui correspond au front variable c'est-à-dire pratiquement à $t > \tau$

$$I(t)_{t > \tau} = e^{-\frac{t-\tau}{\theta}} - e^{-\frac{t}{\theta}}$$

Si l'écrêtage de l'impulsion se fait à un niveau h , voisin de 1/2 par exemple, la position du front variable est donnée alors par l'équation :

$$e^{-\frac{t-\tau}{\theta}} - e^{-\frac{t}{\theta}} = h$$

$$\text{ou} \quad e^{-\frac{t}{\theta}} (e^{\frac{\tau}{\theta}} - 1) = h$$

$$\text{c'est-à-dire} \quad \frac{t}{\theta} = \mathcal{L} \frac{e^{\frac{\tau}{\theta}} - 1}{h}$$

l'instant d'apparition du front variable n'est donc plus nécessairement une fonction linéaire de la modulation.

$$\text{Si} \quad \tau \gg \theta, e^{\frac{\tau}{\theta}} \gg 1$$

$$\text{et l'on a :} \quad t \simeq \tau - \theta \mathcal{L} h$$

$$\text{ou} \quad t \simeq \tau + \alpha$$

il n'y a pas distorsion.

Pour analyser plus à fond le terme de distorsion on peut écrire :

$$t = L^2 \left(e^{-\frac{\tau}{\theta}} - 1 \right) + \alpha$$

$$t = \tau + \alpha + \theta L^2 \left(1 - e^{-\frac{\tau}{\theta}} \right)$$

ou en posant $e^{-\frac{\tau}{\theta}} = \varepsilon$

$$t \simeq \tau + \alpha - \varepsilon \theta$$

ε varie entre $e^{-\frac{\tau_0 - \Delta\tau_0}{\theta}}$ et $e^{-\frac{\tau_0 + \Delta\tau_0}{\theta}}$

La valeur moyenne de ε est sensiblement :

$$\frac{e^{-\frac{\tau_0 - \Delta\tau_0}{\theta}} + e^{-\frac{\tau_0 + \Delta\tau_0}{\theta}}}{2}$$

d'où un ordre de grandeur du taux de distorsion :

$$K \approx \frac{1}{2} \left(\frac{\theta}{\Delta\tau_0} \right)^2 e^{-\frac{\tau_0}{\theta}}$$

Pour $\frac{\Delta\tau_0}{\tau_0} = 0,8$ et $\frac{\tau_0}{T} = 0,1$ on a donc :

$$K \approx 5 \left(\frac{\theta}{T} \right)^2 e^{-0,08 \frac{\theta}{T}}$$

En prenant par exemple $T/\theta = 25$ on voit que K serait de l'ordre de $1/1\,000$. La bande passante à prendre serait donc d'environ $\frac{0}{2\pi}$ c'est-à-dire $\frac{4}{T}$

Nous avons fait quelques hypothèses simplificatrices : nous avons supposé notamment que les impulsions initiales étaient parfaitement rectangulaires, que la bande passante était celle d'un circuit RC etc... Des essais nous ont montré qu'il est préférable de prendre une bande plus large : 6 à 7 fois, la fréquence de répétition des impulsions par exemple. Si l'on se rappelle que nous avons préconisé d'autre part une fréquence de répétition égale à 4 fois la plus haute fréquence de modulation à transmettre, on voit finalement que la bande passante de la voie de transmission doit s'étendre jusqu'à une fréquence au moins égale à 25 fois la plus haute fréquence de modulation.

La limitation de bande en haute fréquence pourrait intervenir également d'une autre manière par l'effet de traînage d'une impulsion sur la suivante : on peut se rendre compte aisément que cet effet est négligeable vis-à-vis du précédent si l'on prend un taux de remplissage légèrement inférieur à 0,5, 0,4 par exemple, puisque l'on aura entre le front fixe d'une impulsion et le front variable de l'impulsion précédente un temps de garde de $0,4 \tau_0$ dans l'hypothèse d'un taux de modulation de 80 %. D'ailleurs même avec un taux de remplissage de 0,5 le traînage reste négligeable si l'on considère l'influence du front variable d'une impulsion non sur le front fixe mais sur le front variable de l'impulsion suivante.

IV. — NON LINÉARITÉ DES CARACTÉRISTIQUES DE MODULATION

L'obtention de caractéristiques linéaires pour modulateurs ou transformateurs de modulation constitue

sans doute le problème pratique le plus délicat à résoudre ; sa solution relève plus de la technique que de la théorie : nous indiquerons sommairement les moyens qui nous ont permis d'arriver sur ce point à des résultats convenables.

Il existe bien des façons de moduler des impulsions en largeur ou en position ; dans le système étudié nous procédons en deux étapes : la modulation proprement dite des impulsions s'effectue en amplitude puis un « transformateur de modulation » convertit cette modulation d'amplitude en modulation de largeur ou de position. La caractéristique du modulateur d'amplitude est linéarisée par adjonction d'une contre réaction locale ; il est d'ailleurs difficile de disposer d'un taux élevé de contre réaction : nous avons préféré simplifier le montage et nous contenter d'un taux de contre réaction de 2,7 N environ, les mesures effectuées nous ayant montré que ce taux était suffisant pour obtenir de bons résultats. Quant au convertisseur de modulation il consiste essentiellement en un dispositif transformant l'impulsion rectangulaire modulée en amplitude en

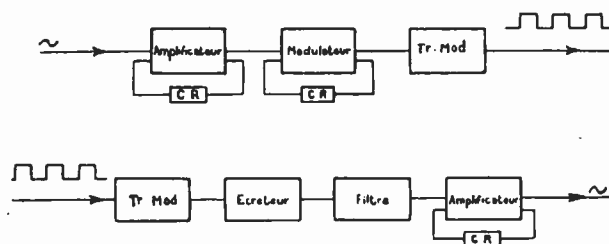


FIG. 3.

une dent de scie : la linéarité de cet organe ne pose pas de problème particulièrement délicat car on s'arrange pratiquement pour n'utiliser qu'une faible portion de la dent de scie. Ce signal triangulaire est ensuite écrêté d'où une modulation de largeur à un front variable ou une modulation de position si l'on effectue ensuite une dérivation du front variable.

A la réception on trouvera, si les impulsions reçues sont modulées en largeur, un écrêteur, un filtre passe-bas et un amplificateur de sortie. Si l'on a affaire à une modulation de position il sera nécessaire de reformer au préalable des impulsions modulées en largeur, ce qui nécessitera la régénération d'une suite d'impulsions figurant les fronts fixes, (par filtrage par exemple de la composante du spectre à la fréquence de répétition des impulsions), et l'intégration du signal résultant constitué par l'ensemble de ces deux trains d'impulsions, fixes et modulés. Cette intégration n'est évidemment rien d'autre que l'opération inverse de la dérivation qui dans le modulateur transforme la modulation de largeur en modulation de position.

Le diagramme d'ensemble de l'équipement est représenté fig. 3 : l'amplificateur qui à l'émission précède le modulateur permet d'attaquer l'équipement avec des niveaux très faibles de l'ordre de 10^{-8} watts (- 5,7 N par rapport au niveau 0). Cet amplificateur à 3 étages est bien entendu à contre réaction.

Sur la figure 4 sont représentés les taux d'harmoniques 2 et 3 qui ont été relevés sur le système bouclé sur lui-même : les lois de décroissance de ces

harmoniques en fonction du taux de modulation sont parfaitement normales. Le taux de modu-

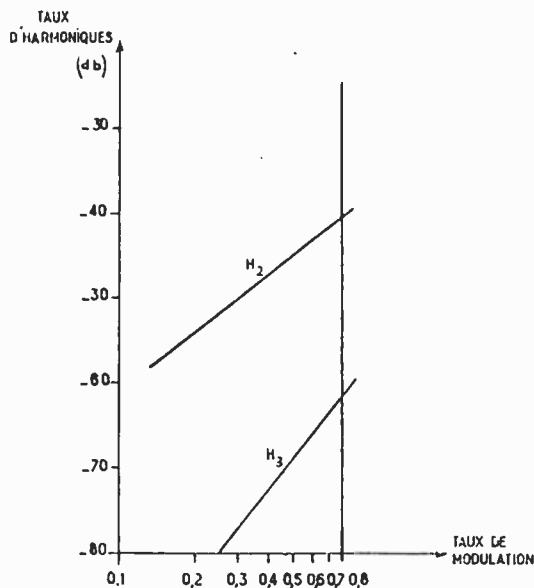


FIG. 4.

lation de 80 % peut être pris comme limite de charge.

V. — CARACTÉRISTIQUES DU SYSTÈME AU POINT DE VUE DU BRUIT

Nous voudrions essayer de comparer, aussi simplement que possible, du point de vue du rapport signal/bruit ces deux procédés de transmission multiplex en modulation d'impulsions :

Multiplex à répartition dans le temps ;

Multiplex à répartition de fréquences, conjugués avec une modulation d'impulsions.

Cette comparaison doit se faire dans des conditions analogues de fonctionnement des deux systèmes à savoir notamment : même nombre de voies et même bande passante de la voie de transmission. Il suffit alors de comparer dans les deux cas les déplacements du front variable produits par le signal d'une part et par les bruits à fréquences gênantes d'autre part.

Amplitude du signal.

Soit D_m l'amplitude maxima de déplacement de l'impulsion :

$$S = A \mu \frac{D_m}{T}$$

(μ taux de modulation)

Amplitude du bruit.

Le déplacement dû au bruit est de la forme :

$$k \cdot a \cdot \varepsilon$$

a : amplitude du bruit,

ε : temps de montée des impulsions.

Soit B_T la bande passante de la transmission : les composantes de bruit qui se trouvent dans cette bande ne sont pas toutes gênantes soit B_u la bande de bruit donnant lieu après démodulation à un bruit situé dans la bande du signal ; l'amplitude de ce signal parasite a sensiblement alors pour valeur :

$$S_b = A \cdot k \cdot a \cdot \frac{\varepsilon}{T} \sqrt{\frac{B_u}{B_T}}$$

Le rapport signal/bruit est donc :

$$\frac{S}{S_b} = \frac{\mu D_m}{k \cdot a \cdot \varepsilon \sqrt{\frac{B_u}{B_T}}}$$

Dans les deux cas k , a , ε , B_T ont les mêmes valeurs puisque nous avons supposé que les bandes passantes étaient identiques de même que, par conséquent, les raideurs de fronts des impulsions et l'énergie de bruit dans la bande B_T . Pour ne pas compliquer l'exposé précisons tout de suite sur un exemple. Soit à comparer deux systèmes à 24 voies : la bande passante de la transmission dans les deux cas sera de 2,5 Mc/s environ : la fréquence de répétition des impulsions de 8 000 p/s pour le système multiplex à répartition dans le temps et de 432 kc/s dans l'autre cas si l'on prend comme bande de transposition des 24 voies la bande 12-108 kc/s des systèmes à courants porteurs actuels.

Multiplex à répartition dans le temps.

La période de répétition T ($T = 125 \mu s$) est répartie entre les différentes voies (synchronisation comprise) de la manière suivante :

$$T = 24 \times 2 D_m + \theta_s + 24 \tau + 25 G$$

θ_s : temps réservé à la synchronisation,

τ : largeur d'une impulsion de voie,

G : temps de garde entre impulsions de voies,

(dans l'hypothèse d'une modulation de position) τ et G seront de l'ordre de 0,5 à 0,7 μs par exemple. On voit finalement que D_m ne peut pas pratiquement dépasser 2 μs .

$$D_m \leq 2 \mu s$$

Le taux de modulation (au niveau 0 en un point de niveau relatif 0) est de l'ordre de 40 % par exemple ce qui réserve une marge convenable pour les crêtes.

Enfin, la fréquence de répétition étant de l'ordre du double de la plus haute fréquence de modulation cela signifie que toutes les composantes de bruit donneront lieu après démodulation à des bruits audibles : le rapport $\frac{B_u}{B_T}$ doit donc être pris égal à l'unité

$$\mu = 0,4$$

$$D_m = 2 \mu s$$

$$\frac{B_u}{B_T} = 1$$

Modulation de groupe.

Le groupe des 24 voies (12-108 kc/s) module la suite d'impulsions à fréquence 432 kc/s. On peut prendre comme déplacement maximum des impulsions (D_m) 0,4 T c'est-à-dire dans le cas présent sensiblement 1 μ s.

Le taux de modulation sera, d'après les courbes de charge statistique généralement admises de l'ordre de 10 % par voie, si l'on admet que le taux de 80 % ne doit pas être dépassé pendant plus de 1 % du temps.

Quant au rapport $\frac{B_u}{B_r}$ il est inférieur à l'unité,

seules certaines composantes de bruit seront gênantes. Avec 4 kc/s comme largeur de bande B.F. théorique ce rapport est :

$$\frac{2 \times 4}{432} \approx 2 \%$$

$$\mu = 0,1$$

$$D_m = 1 \mu s$$

$$\frac{B_u}{B_r} = \frac{1}{50}$$

Le quotient des rapports signal/bruit des deux systèmes aura pour valeur :

$$K = \frac{\mu_1 D_{m1} \sqrt{\left(\frac{B_u}{B_r}\right)_2}}{\sqrt{\left(\frac{B_u}{B_r}\right)_1} \mu_2 D_{m2}} = \frac{0,4 \times 2 \times \frac{1}{7}}{0,1}$$

K est de l'ordre de l'unité, ce qui montre qu'il n'y a pas de différence appréciable entre les deux systèmes de transmission multiplex examinés.

Pour un même nombre de voies, moyennant des conditions de transmission identiques, et compte tenu de diaphonies équivalentes, il n'y a pas, du point de vue du rapport signal/bruit, intérêt à utiliser la modulation des impulsions par le groupe des voies transposées plutôt que la répartition des voies dans le temps : les deux procédés sont très sensiblement équivalents à cet égard contrairement à ce que pourrait laisser espérer l'existence d'un effet statistique de la charge dans le premier cas.

CONCLUSION

Des essais de transmission effectués à l'aide d'un équipement émetteur-récepteur, ont confirmé les

principaux résultats énoncés précédemment en soulignant notamment l'importance de la bande passante de la transmission qui, si elle n'est pas suffisante, risque d'introduire une distorsion non négligeable.

Quant au rapport signal/bruit on a obtenu pour une voie (taux de modulation de 10 %) des valeurs de l'ordre de 50 db pour une puissance de 10^{-9} watt à l'entrée du récepteur ; l'émetteur était modulé en fréquence par le train d'impulsions avec une excursion de plusieurs mégacycles/seconde.

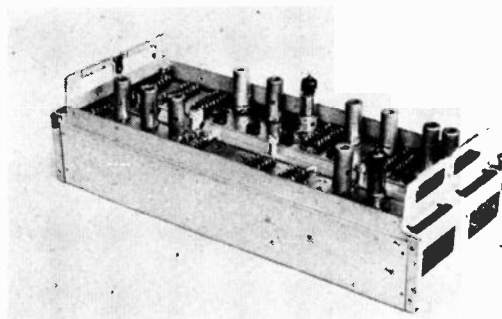


FIG. 5. — Equipement pour la transmission en modulation d'impulsions d'un groupe de 24 voies téléphoniques (bande 12-108 k/cs).

La figure 5 donne une vue d'ensemble de la platine comprenant tous les organes d'émission et de réception d'un système à 24 voies (bande 12-108 kc/s). C'est cette platine qu'il convient d'adjoindre à un équipement émetteur-récepteur à impulsions si l'on désire transmettre non plus les 24 voies d'un système multiplex à répartition dans le temps, mais celles d'un système à courants porteurs, ce dernier pouvant être situé à plusieurs kilomètres de la station radio puisque des amplificateurs d'entrée et de sortie sont incorporés à la platine de modulation. Un tel procédé de modulation est-il préférable à la modulation de fréquence : théoriquement non, car à bande passante égale la modulation de fréquence conserve l'avantage ; dans la pratique cela dépendra, comme nous l'avons indiqué au début, d'un grand nombre de facteurs ; nombre de voies, longueurs des trajets hertziens envisagés, standardisation des matériels etc... Chaque cas particulier devra être examiné séparément, le principal intérêt de la modulation d'impulsions demeurant sa simplicité de mise en œuvre du point de vue radioélectrique lorsque le nombre de voies à transmettre n'est pas trop élevé.

UTILISATION DE LA TECHNIQUE DES IMPULSIONS DANS L'ÉTABLISSEMENT DES RÉSEAUX DE TRANSMISSION COMPLEXES

PAR

Gaston POTIER

Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »

Lorsque l'on doit établir un réseau de télécommunications on a, le plus souvent, la possibilité de choisir entre divers procédés de transmission. La préférence va normalement à celui qui permet de satisfaire de la façon la plus simple et la moins onéreuse tous les besoins de l'usager. A partir du moment où les performances techniques obtenues avec ces divers procédés sont suffisantes, elles ne constituent plus l'élément déterminant permettant à l'utilisateur de fixer son choix. La souplesse d'adaptation d'un équipement, c'est-à-dire la facilité avec laquelle il permet de constituer les différents types de réseau pouvant se présenter, constitue alors également l'une de ses qualités essentielles les plus appréciées. C'est sous cet angle que nous nous proposons d'examiner l'intérêt que présentent les procédés de transmission par impulsions modulées.

I. — Liaisons point à point.

Le type de réseau le plus simple rencontré en pratique permet l'acheminement direct des communications entre deux points déterminés. Les liaisons

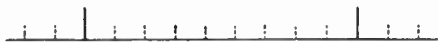


FIG. 1.

point à point peuvent être assurées en utilisant la technique des impulsions. Bien qu'il soit maintenant assez connu, nous nous permettons de rappeler brièvement le principe des liaisons multiplex à impulsions (fig. 1).

Des impulsions périodiques, dites impulsions pilotes, sont utilisées pour définir une origine des temps.

L'intervalle de temps existant entre deux impulsions pilotes consécutives est divisé en autant de parties égales qu'il y a de communications à transmettre. Chaque intervalle de temps élémentaire ainsi défini est réservé à la transmission d'une communication déterminée. Cette transmission s'effectue à

l'aide d'une impulsion dont un paramètre caractéristique est modulé par la communication correspondante.

Le schéma de principe est celui de la figure 2 où un générateur polyphasé produit n impulsions équidistantes. La première de celles-ci, à laquelle on donnera une forme particulière, est l'impulsion pilote qui définit une fréquence de base. Chacune des $n-1$ impulsions suivantes contrôle le passage à travers un

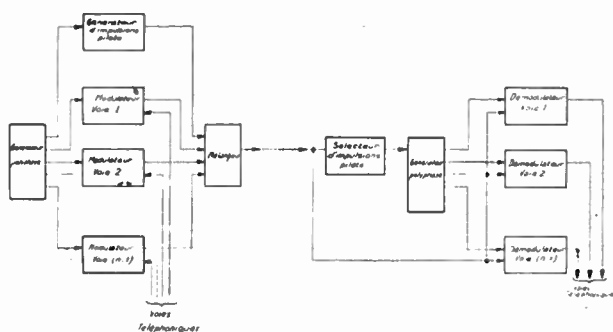


FIG. 2.

modulateur des courants vocaux correspondant à chacune des $n-1$ communications à transmettre. Chaque modulateur fournit donc une impulsion modulée par le signal téléphonique et survenant à un instant caractérisant la voie à transmettre. Toutes ces impulsions modulées, décalées dans le temps les unes par rapport aux autres, sont groupées avec l'impulsion pilote et forment un train d'impulsion transportant l'intelligence des $n-1$ voies multiplexées.

A la réception, on isole les impulsions pilotes ce qui permet de synchroniser un générateur d'impulsions semblable au générateur de départ. Les $n-1$ impulsions « de sélection », délivrées par ce générateur, débloquent successivement les $n-1$ démodulateurs à l'entrée desquels sont appliquées d'autre part les impulsions modulées. Ainsi chaque démodulateur n'est sensible qu'aux impulsions modulées

par une seule voie téléphonique et restituée à la sortie le signal téléphonique correspondant.

On remarque qu'un équipement de départ comporte des organes (générateur et mélangeur, par exemple) communs à l'ensemble des voies et d'autres organes (modulateur, par exemple) qui sont particuliers à une seule voie. Il en est de même dans l'équipement d'arrivée. L'importance relative de ces organes varie évidemment suivant les constructeurs, mais on peut admettre, comme ordre de grandeur, que les organes particuliers à une voie nécessitent de deux à quatre lampes par voie, tandis que les organes communs à l'ensemble des voies exigent de dix à vingt lampes. Cette donnée est valable aussi bien pour l'équipement de départ que pour l'équipement d'arrivée.

II. — Liaisons avec relais.

Les liaisons à grande distance entre deux points donnés nécessitent l'utilisation de relais intermédiaires élevant le niveau du signal pour compenser l'affaiblissement de la transmission. Ces relais doivent disposer eux-mêmes d'un certain nombre de voies téléphoniques les reliant aux stations terminales ou à d'autres stations relais. Le réseau des télécommunications à assurer comporte ainsi la transmission simultanée de voies directes entre les stations terminales et d'autres voies n'effectuant qu'une partie de ce trajet.

Ce problème peut être résolu de manière simple en disposant des liaisons point à point les unes à la suite des autres. Chacune de ces liaisons constitue un tronçon à la fin duquel on procède à la démodulation de l'ensemble des impulsions. Les signaux téléphoniques ainsi obtenus sont utilisés pour moduler les impulsions du tronçon suivant. On obtient ainsi un réseau très souple où toute communication partant d'une station relais peut être acheminée vers l'une ou l'autre terminale, son point de destination pouvant être l'une quelconque des stations se trouvant sur le parcours.

Une méthode plus économique consiste à ne démoduler une impulsion qu'à la station destinataire et à créer des impulsions nouvelles uniquement aux points de départ de nouvelles communications. On voit immédiatement que cette façon de procéder permet de réduire notablement le nombre d'opérations de modulation et de démodulation effectuées pour l'ensemble de la liaison. Dans ce cas, les impulsions destinées aux stations plus éloignées sont mélangées avec celles créées localement et appliquées directement à l'émetteur. Ce mélange d'impulsions produites en des points différents nécessite des fréquences de répétition identiques et une certaine relation de phase qui doit être maintenue dans le temps. La description sommaire d'une station relais fera mieux comprendre son fonctionnement et permettra de préciser les différents organes qu'elle doit posséder (fig. 3).

L'équipement d'arrivée, assez semblable à celui d'une station terminale, comporte un sélecteur d'impulsions pilotes permettant la synchronisation du générateur polyphasé. Ce dernier fournit les impulsions de sélection assurant le déverrouillage des démodulateurs. Ces impulsions de sélection, préalable-

ment mélangées, sont également appliquées à un circuit d'effacement pour empêcher la transmission des impulsions destinées à la station au-delà de celle-ci. Enfin, ces mêmes impulsions de sélection sont utilisées pour effectuer le déverrouillage de modulateurs assurant la transmission de nouvelles communications destinées à des stations situées au-delà de la station relais considérée. Les nouvelles impulsions

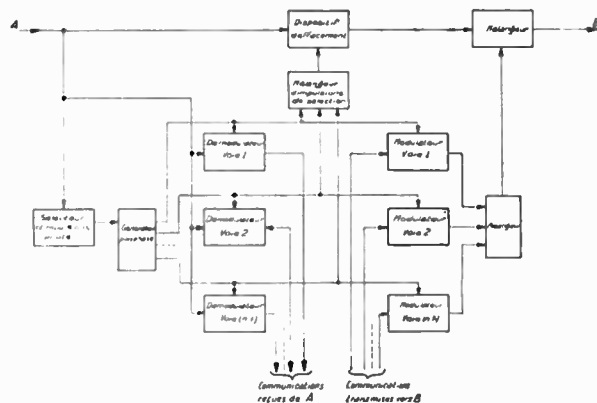


FIG. 3.

ainsi créées, mélangées à celles provenant du circuit d'effacement, prennent la place des impulsions qui viennent d'être supprimées.

Cette façon de procéder nécessite l'utilisation de deux éléments nouveaux : un circuit d'effacement et un circuit de mélange ; mais ceux-ci ne comportent que peu d'organes. Sous sa forme la plus simple, le circuit d'effacement est constitué par une lampe possédant deux grilles de commande. Les impulsions reçues sont appliquées avec une polarité positive sur

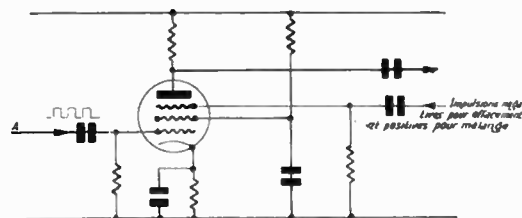


FIG. 4.

la première grille tandis que les impulsions de sélection, préalablement mélangées, sont appliquées avec une polarité négative sur la seconde grille et assurent le verrouillage de la lampe. Les impulsions destinées à la station, coïncident dans le temps avec les impulsions de sélection, ne peuvent donc pas être transmises aux stations plus éloignées (fig. 4).

Le circuit de mélange est tout aussi simple, les impulsions provenant du circuit d'effacement sont appliquées avec une certaine polarité sur l'une des grilles de commande, tandis que les impulsions créées localement sont appliquées avec une polarité identique sur l'autre grille. On recueille ainsi dans le circuit plaque un groupe d'impulsions comportant toutes celles qui existaient dans les deux groupes primitifs.

Bien que les conditions d'exploitation restent les mêmes que dans le cas où l'on démodule l'ensemble des impulsions, cette nouvelle façon d'opérer permet une économie de matériel. Celle-ci est très importante lorsque le nombre de communications destinées à la station est faible, ce qui correspond à un cas rencontré très fréquemment. Elle devient moins sensible lorsque ce nombre augmente.

Les communications ayant la station relais pour origine ne sont pas toujours aussi nombreuses que celles lui étant destinées. Le nombre d'impulsions insérées étant inférieur à celui des impulsions supprimées, certains emplacements resteront disponibles pour des insertions effectuées par d'autres stations relais. Par contre, si le nombre de nouvelles communications est supérieur à celui des communications reçues, il faut que des emplacements complémentaires soient disponibles dans le train d'impulsions arrivant à la station.

Lorsque le nombre de communications provenant d'une station terminale, augmenté de toutes les communications insérées au cours de trajet, est inférieur ou égal au nombre maximum d'impulsions, il est possible de supprimer les dispositifs d'effacement. Dans ces conditions, chaque emplacement ne peut être utilisé qu'une seule fois et par une seule station. Sur tout le parcours de la liaison, les diverses stations insèrent les impulsions qu'elles ont créées aux emplacements qui leur sont réservés. Etant donné l'absence de circuits d'effacement, les impulsions destinées à une station sont transmises inutilement au-delà de celle-ci, mais leur présence ne gênant pas la transmission des nouvelles communications, il est plus simple et économique de ne pas les supprimer.

III. — Liaisons de service.

Lorsqu'une liaison comporte un certain nombre de relais, il est nécessaire, pour les besoins du service d'exploitation, d'assurer des communications téléphoniques entre toutes les stations. Si l'on affectait une voie particulière à chaque station, le nombre de voies restant disponibles serait réduit de façon appréciable. Ceci peut être évité en n'utilisant qu'une seule voie pour la transmission de toutes les communications de service. En d'autres termes, on n'affecte à ces communications qu'un seul intervalle de temps élémentaire, et celui-ci peut être utilisé par n'importe quelle station. Cette particularité se traduit évidemment par un mode d'exploitation différent. D'une manière générale, et quelle que soit la façon d'opérer, un espace élémentaire ne doit comporter qu'une seule impulsion. Ce résultat peut être atteint de plusieurs façons.

Il est possible de créer une impulsion de voie de service à la station terminale, de la démoduler au premier relais et d'utiliser le signal ainsi obtenu pour moduler une nouvelle impulsion qui prendra la place de la précédente, celle-ci ayant été préalablement supprimée. On retrouve ici une combinaison des deux procédés signalés précédemment pour la transmission des voies normales. La même opération étant répétée à chaque relais, toutes les stations peuvent communiquer entre elles.

Une autre façon de procéder consiste à faire créer une impulsion de voie de service par les stations en communication, uniquement pendant le temps de la transmission. En absence de communication, il n'y a pas d'impulsions, et l'apparition de celles-ci signale l'occupation de la ligne et empêche un autre utilisateur de s'en emparer.

Sans discuter des mérites respectifs de ces deux méthodes, on remarque immédiatement que la seconde est plus simple et nécessite moins de matériel.

IV. — Dispositifs de sécurité.

Lorsque l'on démodule la totalité des impulsions à chaque relais, le bon fonctionnement d'un tronçon ne peut être affecté que par la défaillance de l'une de ses stations terminales. Il n'en est pas forcément de même lorsque l'on utilise des dispositifs d'insertion. Dans ce cas, il ne peut exister qu'un seul générateur d'impulsions pilotes par sens de transmission, celui-ci est obligatoirement situé à une station terminale et chaque relais utilise les impulsions pilotes qui lui sont transmises par la chaîne des stations le précédant. L'arrêt d'une station interdit donc toutes les communications dont l'origine est située au-delà d'elle-même. On voit cependant que leur rétablissement peut être obtenu si la station suivante, se comportant comme une station terminale, met en service un générateur auxiliaire d'impulsions pilotes. Le schéma de principe d'une station relais reste le même que précédemment mais le déverrouillage des modulateurs est assuré par un générateur qui peut être commandé soit par les impulsions pilotes provenant de la station précédente soit par celles créées localement. Le passage d'un mode de fonctionnement à l'autre peut être assuré automatiquement, un dispositif de signalisation faisant savoir si la station fonctionne provisoirement en station terminale.

V. — Réseaux en étoile.

Le cas général des liaisons multiplex comprend non seulement l'utilisation de relais, mais également celle de stations permettant d'acheminer les communications dans plusieurs directions distinctes. Le schéma du réseau présente la forme d'une étoile dont chaque branche correspond à une direction déterminée. Nous appellerons réseau en étoile l'ensemble des liaisons, branche du réseau, chacune des directions et station d'aiguillage, celle qui se trouve au point de jonction des différentes branches.

5.1. — Réseau en étoile à station principale.

La figure 5 représente un réseau en étoile dont la station principale se trouve en A. Dans un tel réseau, des liaisons peuvent être assurées entre les stations de la branche principale A-B et celles des stations des branches secondaires B-C, B-D et B-E. Les stations faisant partie d'une même branche peuvent également communiquer entre elles. Aucune communication directe n'est assurée entre les stations appartenant à deux branches secondaires distinctes ; une telle liaison ne peut être obtenue qu'en passant par l'intermédiaire de la station principale.

L'acheminement vers les branches secondaires des communications provenant de la branche principale ne présente pas de difficultés particulières. Par contre, la transmission simultanée, dans la branche principale, des communications provenant de différentes

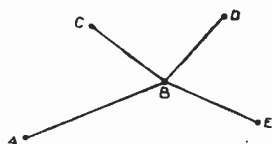


FIG. 5.

branches secondaires est moins aisée. Nous examinerons successivement les méthodes utilisées dans l'un et l'autre sens de transmission.

5.1.1. — Communications provenant de la branche principale.

Il ne serait pas difficile à la station d'aiguillage, de ne diriger vers chacune des branches secondaires que les communications qui lui sont destinées. Cependant, il est plus simple et économique de transmettre la totalité des communications dans toutes les directions. Ceci reste vrai que les impulsions soient ou non démodulées. On peut donc dire que, d'une façon générale, dans ce sens de transmission, le fonctionnement d'une station d'aiguillage ne diffère pas de celui d'une station relais ordinaire.

5.1.2. — Communications provenant des branches secondaires.

La branche principale reçoit les communications provenant des diverses branches secondaires. On est donc obligé, à la station d'aiguillage, de mélanger des signaux d'origines différentes. Une solution, toujours utilisable, consiste à démoduler toutes les impulsions destinées à la branche principale. Cette façon de procéder nécessite autant d'équipements terminaux d'arrivée qu'il y a de branches secondaires. Il faut, en plus, un équipement terminal de départ permettant de moduler les impulsions destinées à la branche principale à l'aide des signaux provenant des différents équipements d'arrivée.

Une seconde solution consiste à transmettre vers la branche principale des impulsions provenant d'une branche secondaire, B-D, par exemple et à effectuer, à la situation d'aiguillage B, l'insertion des impulsions provenant de C et E. Le principe est le même que celui déjà indiqué lorsque l'on a envisagé la possibilité d'insérer de nouvelles communications à partir d'une station relais. Les conditions à satisfaire sont par conséquent les mêmes : fréquence de répétition identique, relation de phase convenable. Toute la difficulté tient au fait que les nouvelles impulsions proviennent de différents points et que ceux-ci ne se trouvent pas sur le parcours du réseau B-A.

Pour assurer la synchronisation des impulsions provenant des stations C et E, il suffit que l'on dispose, en ces points, d'un signal identique à l'aide

duquel il soit possible de faire fonctionner les générateurs des équipements de départ. Les impulsions pilotes provenant de la station A sont aptes à assurer cette fonction puisqu'elles se répètent précisément à la fréquence désirée et sont reçues par toutes les stations des branches secondaires. Seul, en définitive, le réglage de la phase respective des divers trains d'impulsions peut paraître délicate. C'est lui que nous allons examiner par la suite.

Nous remarquerons cependant, dès maintenant, que, pour un réseau à n branches, la station d'aiguillage comprend uniquement $n-1$ circuits de mélange. Dans le cas de la démodulation des impulsions, elle comporte $n-1$ équipements d'arrivée et un équipement de départ.

5.1.3. — Obtention et maintien des relations de phase.

A chacune des stations terminales des branches secondaires, les impulsions de voies sont mises en place en utilisant, comme origine des temps, les impulsions pilotes provenant de la station principale. Cependant, les branches secondaires n'ayant pas la même longueur, ces impulsions pilotes ne sont pas parvenues aux diverses stations terminales au même instant et les impulsions provenant de ces stations ne s'intercaleront pas naturellement. Pour que le mélange puisse s'effectuer correctement, il est nécessaire de compenser les différences de temps de parcours des branches secondaires par un déphasage qui rendra ceux-ci égaux, à 2π près.

Les dispositifs permettant d'obtenir une mise en phase correcte sont nombreux et nous ne nous étendrons pas plus longuement sur cette question. La méthode de réglage est cependant un peu particulière car les circuits déphaseurs étant dans les stations terminales, les signaux devant être mélangés ne sont pas visibles des points où l'on modifie leur phase. Pratiquement, les signaux mélangés doivent être examinés dans une station de la branche principale et les indications concernant la mise en phase transmises de cette station aux opérateurs des stations terminales.

On peut trouver souhaitable de pouvoir s'assurer de la correction des relations de phase aux points mêmes où celles-ci peuvent être modifiées. Cette condition est même indispensable lorsque l'on envisage le maintien automatique d'une mise en phase convenable. Une solution qui peut être envisagée est celle qui consiste à prendre comme référence non plus les impulsions d'une branche secondaire, mais celles de la branche principale. A ce moment, les trains d'impulsions provenant des branches secondaires sont non seulement en phase entre eux, à la station d'aiguillage, mais ils le sont encore avec ceux de la branche principale. Il est alors possible de prélever une impulsion spéciale provenant d'une branche secondaire pour l'insérer dans le train d'impulsions venant de la branche principale. Cette impulsion retournera à sa station d'origine et la position qu'elle occupera, par rapport à l'impulsion pilote provenant de la station principale, permettra de vérifier si la mise en phase est correcte. Il est relativement facile d'imaginer un dispositif qui serait

sensible à toute modification de cette position et la ramènerait automatiquement à son emplacement normal dans le cas où elle viendrait à s'en écarter. Chaque branche secondaire dispose ainsi d'une impulsion permettant le contrôle de la mise en phase à la station même où celle-ci peut être modifiée. D'autre part, il est possible d'assurer le maintien automatique d'une relation de phase convenable.

5.2. — Réseau en étoile sans branche principale.

Sous sa forme la plus générale, le problème des transmissions consiste à assurer une liaison directe entre une station quelconque et n'importe quelle autre station. Les deux points à relier pouvant appartenir à des branches secondaires d'un réseau en étoile, le mode de liaison précédent ne peut donner satisfaction et d'autres solutions doivent être envisagées.

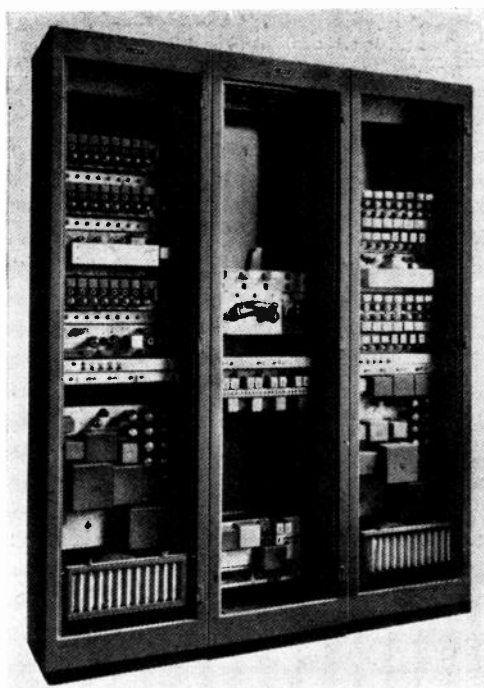


FIG. 6.

Équipements terminaux multiplex à impulsions L.M.T.

L'armoire de gauche contient un équipement de départ à 23 canaux, celle de droite un équipement d'arrivée à 16 canaux et celle du centre le panneau téléphonique de la voie de service et les dispositifs de liaison au réseau pour 4 voies téléphoniques et 3 voies télégraphiques.

Ici encore, il est possible de résoudre le problème posé par ce type de réseau en démodulant, à la station d'aiguillage, les impulsions provenant des différentes branches. Les signaux obtenus sont utilisés pour moduler les impulsions des équipements de départ affectés aux stations destinataires. La station d'aiguillage doit alors posséder autant d'équipements

de départ et d'arrivée, c'est-à-dire de stations terminales complètes, que le réseau comporte de branches.

Il existe une seconde solution, utilisant la technique des prélèvements et insertions d'impulsions, qui permet de réduire de façon appréciable l'importance de l'installation de la station d'aiguillage. Si tous les trains d'impulsions, quelle que soit leur branche d'origine, parviennent en phase à la station d'aiguillage, il est possible de prélever une impulsion dans un train déterminé et de l'insérer dans n'importe quel autre. La notion de branche principale disparaît et le mode de fonctionnement est indépendant du sens de transmission. Le train d'impulsions reçu en un point de n'importe quelle branche peut toujours être constitué par une combinaison des impulsions provenant des autres branches. Tous les prélèvements et insertions que nécessitent les diverses liaisons désirées sont effectués à la station d'aiguillage.

VI. — Conclusion.

Les réseaux de télécommunications par faisceaux hertziens auront nécessairement, à l'avenir, une structure comparable à celle des réseaux filaires et les équipements devront être étudiés en vue de permettre de semblables réalisations. Un exemple particulièrement frappant de cette tendance est donné par le Réseau Grec, dont les équipements sont actuellement en cours de construction à la Société L.M.T., et qui permettra d'assurer les communications téléphoniques et télégraphiques entre les îles les plus importantes et le continent.

On ne saurait présenter en un article aussi bref tous les types de réseaux utilisés en pratique. Nous croyons cependant avoir examiné ceux qui se présentent le plus fréquemment et permettent d'assurer la plupart des liaisons. Il ressort de cet examen que la technique des impulsions peut être utilisée non seulement pour assurer des liaisons multiplex point à point mais également pour constituer des réseaux complexes. On aura pu remarquer, en particulier, que le prélèvement et l'insertion d'un petit nombre de communications, qui nécessitent habituellement des équipements compliqués, peuvent être effectués avec un appareillage peu important.

En résumé, on peut dire que les transmissions par impulsions, tout en possédant les avantages techniques et économiques des liaisons multiplex, conservent une souplesse d'adaptation comparable à celle procurée par les câbles à quarts.

La simplicité des moyens mis en œuvre et la facilité avec laquelle cette technique permet de résoudre des problèmes nouveaux la rendent précieuse au technicien. Son domaine d'application ne peut encore être défini, mais il sera probablement plus étendu que l'on aurait pu le penser primitivement.

ÉVALUATION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT D'UNE LIAISON RADIO MULTIPLEX

PAR

J. DASCOTTE

Ingénieur à la Société « Le Matériel Téléphonique »

ÉVALUATION DU RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT D'UNE LIAISON RADIOMULTIPLEX

1. — Cas de la propagation en espace libre.

On sait évaluer les caractéristiques téléphoniques d'un circuit complet d'une liaison radiomultiplex à partir de la valeur du rapport signal sur bruit obtenu sur chaque section de répéteurs, en utilisant un signal de référence de 1 milliwatt à 800 cycles/seconde, appliquée à l'extrémité d'une voie téléphonique après transmission à la puissance de bruit mesurée dans une bande de 3 kc/s.

Ce rapport signal sur bruit exprimé en décibels est relié au rapport entre la puissance du signal porteur capté par le récepteur d'une liaison radiomultiplex, et le bruit apparent ramené à l'entrée de ce récepteur, par la formule (1) :

$$[S_0/B_3 \text{ kc/s}] \text{ en décibels} = 10 \log \cdot \quad (1)$$

$$\left(\frac{\text{Puissance crête porteur non modulé}}{\text{Puissance de bruit dans } 2 \times 3 \text{ kc/s}} \right) + 20 \log M$$

dans laquelle M est un facteur caractéristique du système de modulation utilisé.

— En modulation d'amplitude M sera le taux de modulation.

— En modulation de fréquence M sera l'indice de modulation, rapport entre l'excursion de fréquence et la fréquence modulante ; dans le cas de la transmission du signal composite issu des équipements à courants porteurs, la fréquence modulante est représentée par la fréquence moyenne de la voie téléphonique transposée par l'équipement à courants porteurs (cf. référence 1).

— En modulation par impulsions déplacées dans le temps,

$$M = \Delta_0 \sqrt{\frac{Fr}{\delta}}$$

où Δ_0 est le déplacement de l'impulsion correspondant au signal d'essai défini précédemment.

Fr est la fréquence de répétition (de l'ordre de 2 fois la largeur de bande de la voie à transmettre).

δ est le temps de montée des impulsions (cf. référence 2).

Il est possible de calculer la valeur de ce rapport signal sur bruit en faisant intervenir dans la formule 1 les caractéristiques des équipements et de l'espace de propagation.

La puissance théorique de bruit d'un récepteur de largeur de bande radio égale à deux fois 3 kcs est égale à $2 \times 3\,000 \times 4 \times 10^{-21}$ watt c'est-à-dire : 166 décibels en-dessous de 1 watt. Si N est le « facteur de bruit » caractérisant le récepteur, la puissance de bruit effective sera supérieure de N décibels.

D'autre part, la puissance porteuse recueillie à l'entrée d'un récepteur est donnée en décibels au-dessus du watt par la formule 2.

$$10 \log P_r = 10 \log P + G_1 + G_2 - L_1 - L_2 - 28$$

$$- 20 \log D - 20 \log F - A. \quad (2)$$

dans laquelle :

. P représente la puissance de crête de l'onde porteuse en watts.

. G_1 et G_2 les gains des aériens d'émission et de réception en décibels par rapport à une antenne dipôle 1/2 onde.

. L_1 et L_2 les pertes en décibels dans les câbles d'antenne d'émission et de réception.

. $28 + 20 \log D + 20 \log F$ représente l'atténuation théorique en espace libre entre deux antennes dipôles 1/2 onde distantes de D kilomètres, pour une fréquence de F mégacycles ; c'est la correspondance logarithmique de l'équivalent de transmission entre 2 antennes dipôles 1/2 onde :

$$\frac{60 D^2}{\lambda^2}$$

1. les pertes supplémentaires dues à la présence de la terre ou à l'hétérogénéité de l'atmosphère.

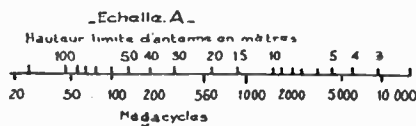
La combinaison des formules 1 et 2 et de l'évaluation de la puissance de bruit à l'entrée du récepteur permettent d'établir la formule 3.

$$[S_o/B] = 138 + 10 \log P + 20 \log M + G_1 + G_2 - L_1 - L_2 - 20 \log D - 20 \log F - N - A. \quad (3)$$

formule dans laquelle tous les éléments sont connus sauf A .

le sol — soit que l'on ait une surface plane devant les aériens d'une station, soit que l'on ait en milieu de trajet une grande surface réfléchissante, par exemple étendue d'eau, ou plateau dénudé, — il faudra alors s'attendre à une atténuation de propagation supérieure à celle que l'on aurait en espace libre. L'atténuation supplémentaire due à la réflexion par le sol est donnée théoriquement par la formule 4.

$$A = 20 \log \frac{4 \pi h_1 h_2}{\lambda D} \quad (4)$$



Perte de diffraction causée par la courbure de la terre, dans le cas où aucune des deux antennes n'est plus élevée que la valeur indiquée sur l'échelle A.

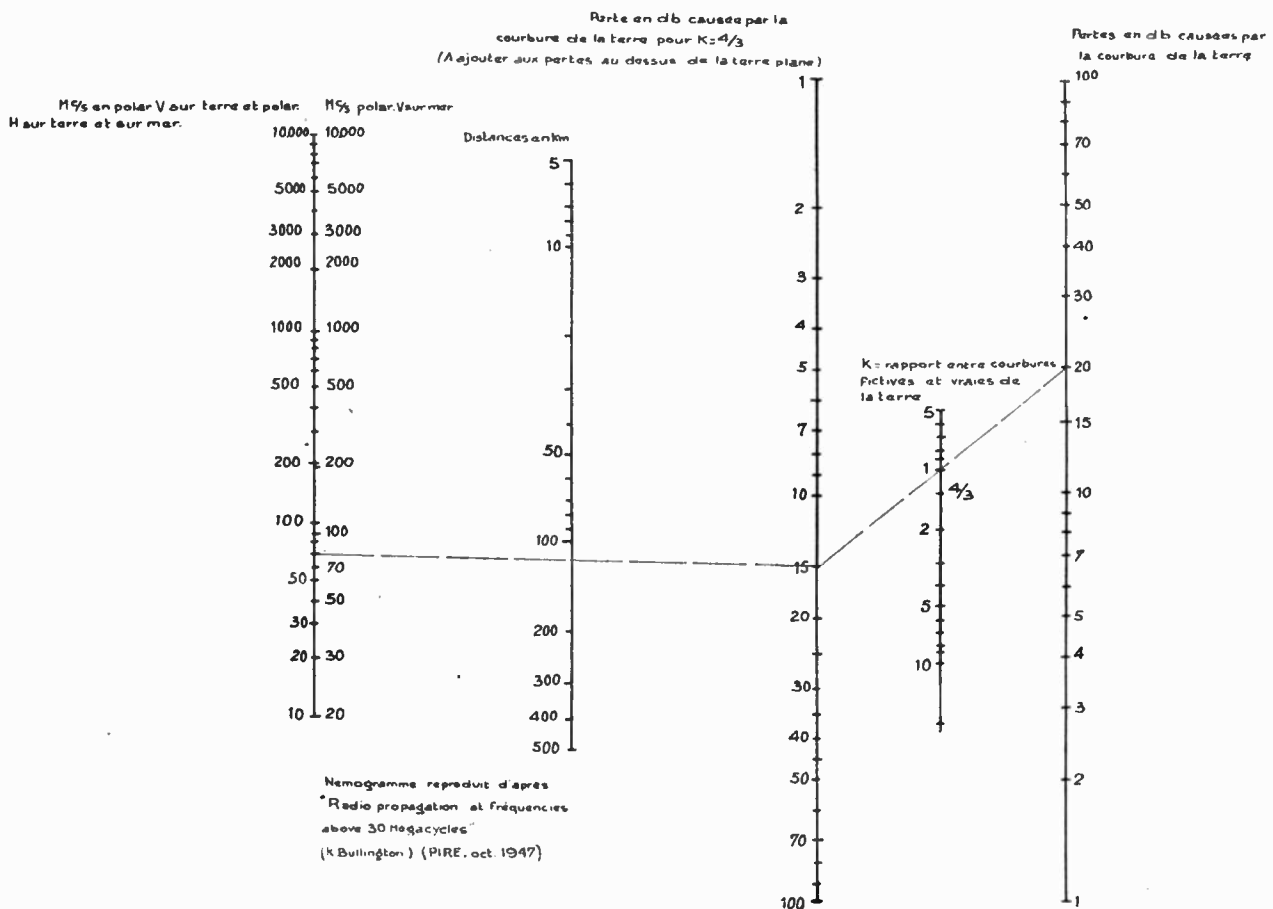


FIG. 1. — Perte de diffraction — Antennes peu élevées

En « propagation en espace libre » A est nul. Ce cas particulier est extrêmement important et se rencontre en général, lorsqu'il n'y a pas de réflexion parasite au sol, et que l'atmosphère est convenablement brassée.

2. — Cas de la propagation en visibilité directe au-dessus d'une terre plane avec réflexion au sol.

Dans certains cas, l'examen de la coupe de terrain correspondant à la liaison projetée laisse prévoir la possibilité d'une onde réfléchie importante par

dans laquelle :

h_1 et h_2 sont les hauteurs des aériens au-dessus du plan de réflexion, et λ la longueur d'onde.

Cette expression n'est valable que si $\frac{4 \pi h_1 h_2}{\lambda D}$ est supérieur à 1 (référence 3).

Dans tous les cas cette formule doit être utilisée avec circonspection : il convient en particulier de s'assurer sur la coupe de terrain que des obstacles intermédiaires n'interceptent pas les rayons réfléchis.

3. — Cas de la propagation en non visibilité sur une terre sphérique sans grandes aspérités (liaison en plaine, ou sur mer).

Pour des liaisons à une certaine distance, la terre ne peut plus être considérée comme plane. Déjà dans le domaine de visibilité optique et d'application de la formule on tient compte dans une certaine mesure de la courbure de la terre en mesurant les hauteurs h_1 et h_2 au-dessus du plan tangent à la terre au point de réflexion présumé.

Mais lorsque le rayon devient rasant, puis est intercepté en raison de la rotondité de la terre, des pertes supplémentaires interviennent.

L'étude de la propagation des ondes électromagnétiques au-dessus d'une sphère homogène de constantes électriques données a fait l'objet de nombreux travaux théoriques (voir en particulier référence 4). Les expressions auxquelles on aboutit sont assez complexes, mais susceptibles de se simplifier dans le cas de longueurs d'onde inférieures à 10 mètres, pour lesquelles les constantes numériques du sol interviennent d'autant moins que les aériens sont généralement surélevés de quelques longueurs d'onde au-dessus du sol.

Les expressions générales de l'atténuation peuvent être alors mises sous des formes simplifiées dans lesquelles les hauteurs d'aériens n'interviennent que sous la forme de facteurs indépendants de la distance. Les deux cas principaux correspondant l'un à des aériens de hauteur faible, l'autre au cas où l'un des aériens au moins est à une hauteur supérieure à une certaine hauteur limite H_0 dépendant de la longueur d'onde.

L'expression de H_0 en fonction de la longueur d'onde diffère suivant les auteurs, mais cela ne doit pas être considéré comme une contradiction, cette hauteur limite séparant deux domaines dans lesquels des simplifications de nature différente sont d'autant plus légitimes que l'on est plus écarté de la séparation.

La hauteur limite H_0 est mal déterminée à l'intérieur d'une zone de raccordement dans laquelle ces simplifications conduisent à des résultats moins rigoureux et où il sera prudent d'adopter la valeur d'atténuation la plus élevée.

Nous prendrons avec C. R. Burrows et M. C. Gray (référence 4).

$$H_0 = 30 \lambda^{\frac{2}{3}}$$

H_0 et λ étant exprimés en mètres

et nous distinguerons les deux cas suivants :

Cas a). — *Aucune des hauteurs d'antennes au-dessus du sol n'est supérieure à H_0 .*

Dans ce cas, l'atténuation supplémentaire A sera obtenue en ajoutant à l'atténuation donnée par la formule 4 :

$$A = 20 \text{ Log } \frac{\lambda D}{4 \pi h_1 h_2} \quad (4)$$

et dans laquelle h_1 et h_2 sont cette fois les hauteurs au-dessus du sol immédiat, une atténuation de

diffraction lue sur le nomogramme à points alignés donné en figure 1.

Ce nomogramme donne la hauteur limite H_0 par une simple lecture et permet d'autre part de tenir compte d'une variation linéaire avec la hauteur de l'indice de réfraction de l'air, par l'intermédiaire d'un coefficient K .

Ce nomogramme établi par K. Bullington (cf. référence 3) à partir des formules et des abaques publiés par C. R. Burrows et M. C. Gray (cf. référence 4) présente actuellement la formule la plus commode permettant de tenir compte des différences entre la polarisation verticale sur mer et les autres cas, et d'apprécier la précision du résultat.

Cas b. — *Une des hauteurs d'antennes au moins est supérieure à H_0 .*

Dans ce cas l'atténuation supplémentaire A sera directement obtenue sur le nomogramme à points alignés donné en figure 2, par addition de 3 atténuations L_1 , L_2 et L_3 fonction chacune d'une seule des distances D_1 , D_2 , D_3 .

D_1 = distance de visibilité radioélectrique en km depuis l'aérien le moins élevé.

D_2 = distance de visibilité radioélectrique en km depuis l'aérien le plus élevé.

D_3 = distance en non visibilité.

Les expressions des différentes atténuations L en fonction de D et K sont d'emploi peu commode, et ici encore le nomogramme à points alignés a l'avantage d'une lecture immédiate et de permettre simultanément d'apprécier le degré de précision.

Les distances de visibilité radioélectrique peuvent être calculées par la formule 5 :

$$D \text{ km.} = 3,56 \times \sqrt{K} \times \sqrt{H} \text{ mètres} \quad (5)$$

Il ne faut pas considérer les 3 atténuations L_1 , L_2 , L_3 comme ayant séparément un sens physique : elles ne correspondent qu'à un artifice de calcul.

En particulier dans le cas d'aériens situés au sommet d'une colline, les hauteurs intervenant pour calculer D_1 , D_2 et D_3 ne peuvent légitimement être prises à partir du pied de la colline que si le dégagement de la première zone de Fresnel est obtenu au-dessus du sol proche.

Si ce dégagement n'est pas obtenu, il sera prudent de choisir pour hauteur d'antenne la différence en élévation entre l'antenne et le point où le terrain intercepte l'ellipsoïde de la 1^{re} zone de Fresnel.

Pour des liaisons très au-delà de la visibilité optique, un champ de diffusion qui pourrait être expliqué par la turbulence de l'atmosphère peut intervenir (cf. référence 5) et conduire à des atténuations de propagation inférieures à celles prédites à partir de la théorie de la terre sphérique et unie (cf. référence 6).

4. — Cas d'une liaison rasante.

Les cas 2 et 3 correspondant à des hypothèses de propagation différentes ne se raccordent pas et ne permettent pas de préciser l'atténuation supplémentaire A dans le cas d'une liaison rasante au sol.

En effet la théorie de la terre plane (cas 2) devient défailante pour des hauteurs faibles au-dessus du plan de réflexion présumé, parce que sous incidence rasante les irrégularités du sol diffusent les rayons réfléchis : il en résulte que le module du coefficient de réflexion apparent diminue et que l'atténuation due à la compensation des rayons directs et réfléchis ne peut dépasser une certaine limite.

a) Dans le cas où les accidents de terrain sont de hauteur faible devant la hauteur de dégagement correspondant à la première zone de Fresnel, soit :

$$H_d = \frac{1}{2} \sqrt{\lambda D} \quad (\text{pour le milieu du trajet}),$$

la théorie de la propagation sur une terre sphérique et polie (cas 3) peut être appliquée, même en deçà

b) Si les accidents de terrain dans le zone où le rayon est rasant, sont de hauteur comparable ou supérieure à H_d , il est plus légitime d'appliquer la théorie de Fresnel, concernant la diffraction par le bord rectiligne d'un écran absorbant, théorie qui conduit à une perte de 6 décibels pour l'incidence rasante.

Les résultats expérimentaux (cf. référence 7) correspondent en général à des valeurs d'atténuation dispersées entre les valeurs extrêmes correspondant aux deux cas théoriques a) et b).

Il serait illusoire en tous cas d'escompter une précision de l'ordre du décibel dans la prévision de l'atténuation, l'expérience mettant en évidence une distribution au hasard des champs reçus en fonction des emplacements des stations, distribution dont l'écart probable peut être de plusieurs décibels.

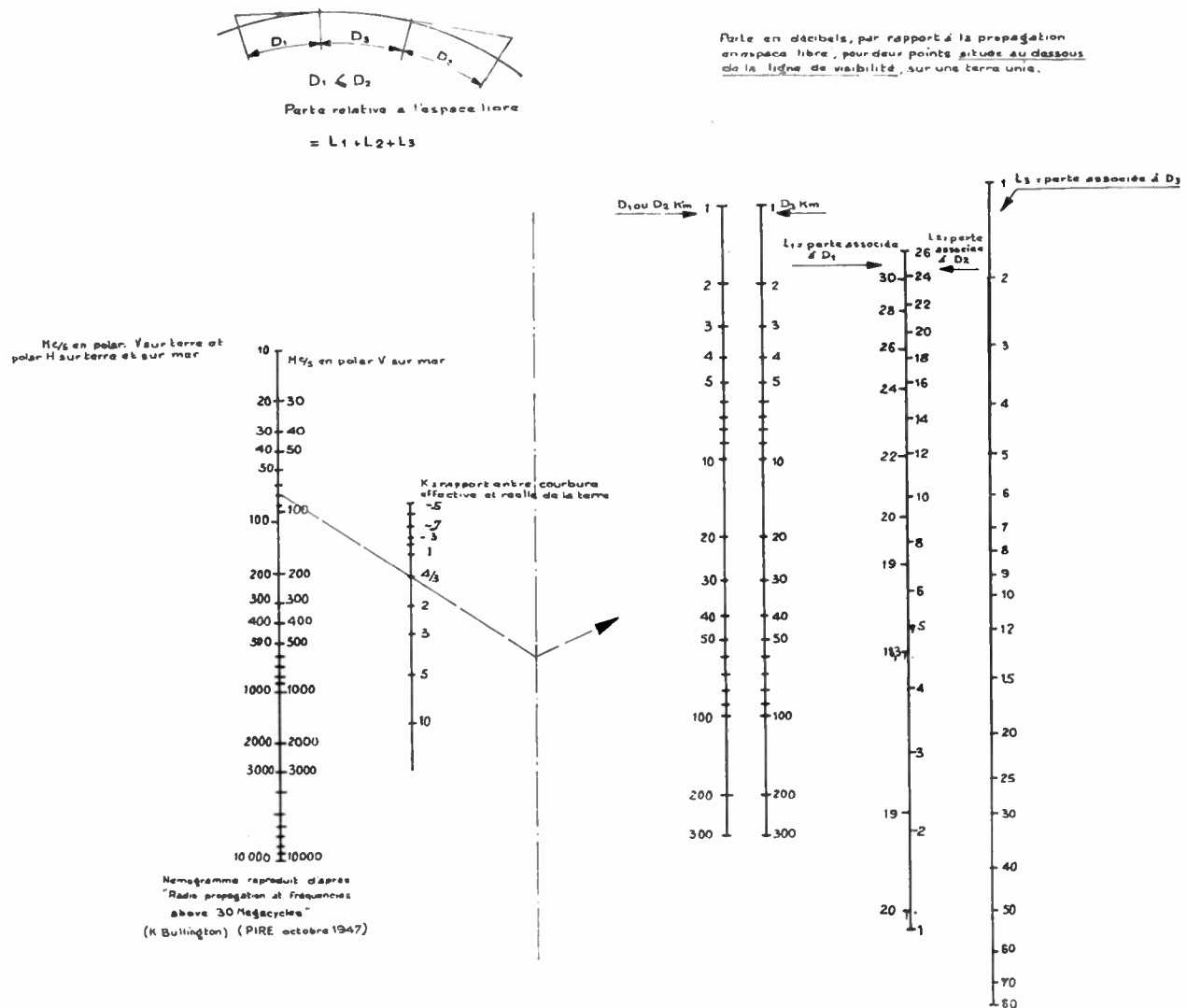


FIG. 2. — Perte de diffraction — Antennes surélevées

de la visibilité optique, en considérant comme négative sur le nomogramme figure 2, la perte L_3 associée à la distance D_3 séparant les points de visibilité radioélectrique des antennes des deux stations.

5. — Estimation des fluctuations du champ.

5.1. — Généralités.

Que la liaison s'effectue en espace libre, en visibilité directe, ou en non visibilité, les atténuations

de propagation ainsi déterminées ne peuvent représenter que des valeurs moyennes tandis que l'expérience des liaisons radioélectriques, enseigne que les champs reçus ne sont pas constants d'un instant à l'autre. Les liaisons radiomultiplex sont en général prévues de façon à assurer un équivalent stable et les variations des champs reçus sont perçues comme des variations du niveau de bruit par rapport à un niveau du signal que l'on s'efforce de maintenir fixe.

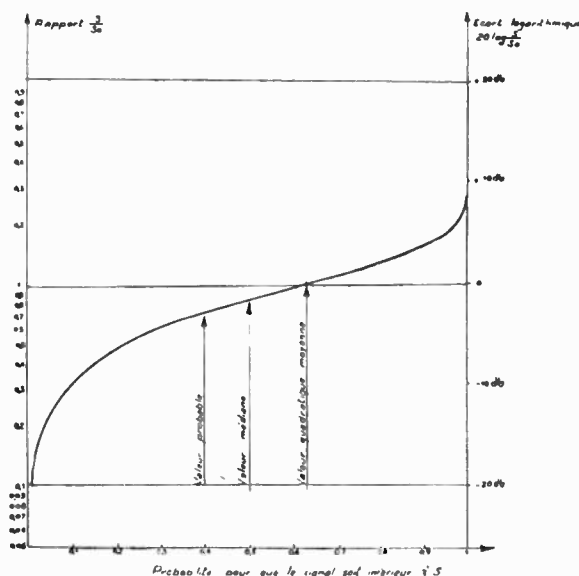


FIG. 3. — Loi de dispersion de Rayleigh

On admet que la cause principale de ces fluctuations est le manque d'homogénéité de l'atmosphère pouvant entraîner des variations dans la courbure des rayons ou des déphasages variables entre rayons ayant suivi différents trajets.

Même dans le cas de la visibilité optique sans réflexion notable au sol, des trajets différents peuvent coexister, par suite de réflexion sur des couches d'inversion de la troposphère.

On conçoit que les fluctuations observées sur une liaison donnée seront d'autant plus importantes que la différence de phase entre les champs correspondant à des parcours distincts sera plus grande.

5.2. — Visibilité directe : recherche d'une loi de dispersion.

On peut analyser les variations des champs reçus sous forme de la probabilité pour que l'amplitude du signal soit à un instant déterminé, inférieure à une valeur fixée à l'avance.

Si l'on considère que le champ reçu par l'antenne puisse être interprété comme étant la résultante d'un grand nombre de champs élémentaires de même fréquence avec des amplitudes et des phases distribuées au hasard, on retrouve un problème résolu par Lord Rayleigh (référence 8) et qui se rencontre dans la théorie cinétique des gaz lorsqu'on veut évaluer le trajet parcouru par une molécule sous l'effet

des chocs auxquels elle est soumise du fait de l'agitation thermique.

La probabilité pour que l'amplitude du signal soit inférieure à une valeur donnée S , serait alors donnée par la formule :

$$P(S) = 1 - e^{-\left(\frac{S}{S_0}\right)^2} \quad (6)$$

S_0 étant la moyenne quadratique des amplitudes (voir figure 3).

La valeur moyenne du champ serait égale à $\sqrt{\frac{\pi}{2}} \times S_0$ et la valeur la plus probable égale à $\frac{S_0}{\sqrt{2}}$.

L'écart entre les champs correspondant à des probabilités de dépassement de 99 % et 50 % du temps serait de 18 décibels. L'écart entre les champs correspondant à des probabilités de dépassement de 99 et 1 % du temps serait de 26 décibels. Pour obtenir

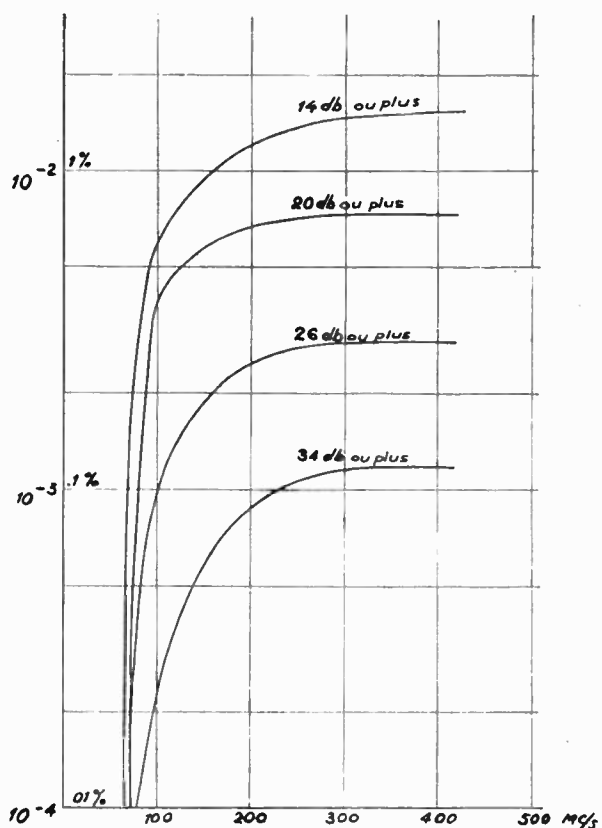


FIG. 4. — Courbes de probabilité d'évanouissement de propagation en fonction de la fréquence.

nir un rapport signal sur un bruit donné pendant 99 % du temps, il conviendrait donc de prendre une marge de sécurité de 18 décibels par rapport au champ médian.

Il est évident que cette formule ne peut pas s'appliquer rigoureusement en cas où le nombre de vecteurs à composer est petit : en effet elle donne toujours une probabilité non nulle de dépassement d'un champ S donné aussi élevé soit-il (cf. référence 9).

5.3. — Visibilité directe : résultats expérimentaux.

Dans les dépouillements d'enregistrements de liaisons en visibilité directe, on rencontre bien une répartition de ce genre, mais les écarts entre les champs dépassés pendant 99 % et 50 % du temps sont le plus souvent inférieurs à 18 décibels, et les écarts entre champs dépassés pendant 99 % et 1 % du temps sont le plus souvent inférieurs à 26 décibels.

La loi de répartition est assez bien représentée dans la plupart de ces cas, par une expression de la forme :

$$P(S) = 1 - e^{-\left(\frac{S_0}{S}\right)^{2\alpha}} \quad \text{avec } \alpha \geq 1$$

expression que l'on déduit de la Loi de Rayleigh en divisant par un facteur constant α les écarts logarithmiques.

C'est ainsi que pour 4 liaisons en visibilité directe sur terre avec une longueur d'onde de l'ordre du mètre, pour lesquelles des résultats statistiques assez complets ont été publiés (référence 10), les écarts se répartissent de la manière mise en évidence dans le tableau suivant :

LIAISON	DISTANCE	ECARTS EN DÉCIBELS ENTRE CHAMPS DÉPASSÉS			
		a) 99 % et 50 %	b) 50 % et 1 %	c) 99 % et 1 %	rapport a/c
CHASSERAL-GURTEN	37,4 km	5,5	3,5	9	0,61
Chasseral-JUNGFRAUJOCH	96	13,5	6	19,5	0,69
Chasseral-UETLIBERG	111	10	4	14	0,71
Chasseral-GENÈVE	124,6	11	7	18	0,61
(Loi de Rayleigh)		18,4	8,2	26,6	0,69

On voit que les écarts sont inférieurs à ceux prévus par la Loi de Rayleigh et sont plus importants pour les liaisons les plus longues. Ces écarts sont également importants pour la liaison Chasseral-Jungfraujoch qui est très dégagée, et pour laquelle les réflexions sont plus à craindre. Ce point de vue est confirmé par les résultats obtenus sur une cinquième liaison de 106 km entre Jungfraujoch et Monte Generoso sur longueur d'onde de 2 mètres, sur un parcours comportant plusieurs chaînes intermédiaires interceptant les rayons qui auraient tendance à se propager en-dessous du rayon direct : les écarts observés sur cette liaison sont inférieurs à 2 décibels.

Par conséquent, il semble qu'on ait avantage, si l'on veut éviter de grandes variations du champ, à choisir non des points très dégagés, mais des points tels que les obstacles intermédiaires arrêtent les rayons réfléchis se produisant dans les couches inférieures de l'atmosphère ou au sol.

Une série de mesures effectuées dans des conditions climatiques moyennes, et pendant une période de 2 ans, sur différents trajets dans la Vallée du Rhin

et différentes fréquences entre 60 et 600 Mc/s (référence 11) a servi à établir le réseau de courbes figure 4, qui présente une assez bonne concordance avec la loi de Rayleigh et la marge de 18 décibels à prévoir pour compenser les écarts entre les champs dépassés pendant 99 % et 1 % du temps. Ces courbes indiquent de plus que pour des fréquences inférieures à 100 Mc/s et des distances inférieures à 180 km, cette marge peut être considérablement réduite.

Une analyse plus détaillée des liaisons précédentes (cf. référence 12) permet de constater que la dispersion prévue par la Loi de Rayleigh n'est atteinte que sur la plus mauvaise des liaisons, et que les évanouissements sont réduits quand un accident de terrain existe en milieu de parcours, facilitant un brassage de l'air. Enfin les couches d'inversion seraient très sensiblement horizontales et lorsque les stations sont à des hauteurs assez différentes pour que le rayon direct ait une inclinaison de 1 degré ou plus avec l'horizontale, les écarts entre les champs dépassés pendant 99 % et 1 % du temps seraient très réduits.

5.4. — Cas de la non visibilité optique.

Des trajets multiples dûs à des réflexions soit au sol entre les aériens et les masques, soit sur des couches d'inversion de la troposphère, peuvent être la cause de variations semblables à celles observées

en visibilité directe. Les variations de courbure du rayon principal sous l'influence des variations du gradient de l'indice de réfraction de l'air peuvent intervenir également.

On montre que l'influence du gradient de l'indice de réfraction de l'air peut être introduite dans la théorie générale de la diffraction sur une terre sphérique sous forme d'un coefficient de proportionnalité appliqué au rayon de courbure de la terre.

C'est le coefficient K que nous avons introduit dans le chapitre 3. La Commission Fédérale des Communications des Etats-Unis a admis, comme résultat du dépouillement de nombreuses études de propagation que le calcul de l'atténuation sur terre sphérique mené avec $K = 4/3$ conduit à une valeur peu différente du champ médian, c'est-à-dire dépassé pendant 50 % du temps, tandis que la valeur de $K = 0,8$ correspondrait aux conditions dépassées pendant 99 % du temps.

Pour l'estimation du champ dépassé pendant 99 % du temps, on utilisera donc les abaques figure 1 et figure 2, avec $K = 0,8$. Si l'on estime que des réflexions risquent de se produire entre les aériens et

l'horizon, ou lorsque les conditions climatiques seront telles que les couches d'inversion se produisent fréquemment, il sera cependant plus prudent de prendre une marge de protection de 18 décibels ou plus par rapport au champ moyen calculé en supposant une courbure des rayons radioélectriques correspondant à $K = 4/3$.

Conclusion.

La difficulté principale rencontrée dans l'établissement d'un projet de liaison radiomultiplex est l'estimation de l'atténuation de propagation correspondant à un pourcentage de temps donné : habituellement 99 %.

On déterminera le rapport signal sur bruit par la formule 3 :

$$\left[\frac{S_o}{B} \right] \text{ en décibels} = 138 + 10 \log P + 20 \log M + G_1 + G_2 - L_1 - L_2 - 20 \log D - 20 \log F - N - A. \quad (3)$$

formule dans laquelle tous les éléments sont connus et définis au début de cet article sauf le terme A qui dans de nombreux cas pourra être déterminé de la façon suivante, avec une approximation relativement satisfaisante pour les applications envisagées.

1° Visibilité optique bien dégagée.

En général on pourra prendre $A = 0$, plus une marge de protection de l'ordre de 18 décibels contre les variations ; cette marge pourra être réduite dans certains cas, par exemple :

- si la fréquence est inférieure à 100 Mc/s,
- ou si la distance est courte,
- ou si le rayon direct est incliné de 1° ou plus sur l'horizontale.
- ou si la configuration du terrain se prête mal à la formation de couches d'inversion en milieu de trajet.

Mais, si la coupe de terrain laisse prévoir une réflexion par le sol, on pourra prendre pour A la valeur donnée par la formule (4),

$$A = 20 \log \frac{4 \pi h_1 h_2}{\lambda D} \quad (4)$$

et, dans certains cas, négliger la marge de protection contre les variations si celle-ci est estimée inférieure à A .

2° Non visibilité optique :

On prendra comme valeur maximum d'atténuation supplémentaire A à prévoir, la valeur calculée en utilisant un rayon de la terre fictif correspondant à $K = 0,8$:

— soit en additionnant l'atténuation due à la réflexion sur le sol et donnée par la formule (4) à l'atténuation lue sur le nomogramme figure 1, si les antennes sont peu élevées,

— soit en additionnant les atténuations L_1 , L_2 , et L_3 lues sur le nomogramme figure 2 si l'une des antennes au moins est surélevée.

Pour les parcours comportant un grand trajet en non visibilité optique, ces valeurs pourraient être considérablement réduites.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) CROSBY, M. G. Caractéristiques du bruit en modulation de fréquence — *P. I. R. E.*, 1936, 24. p. 898.
- (2) Z. JELONEK — Noise Problems in Pulse communication — *J. I. E. E.* — G. B — 1947 — vol. 94 — Part III A. N° 13.
- (3) K. BULLINGTON — Radio Propagation at frequencies above 30 Megacycles. *P. I. R. E.* — Octobre 1947.
- (4) G. R. BURROWS, M. C. GRAY — The Effect of the Earth's Curvature on Ground-Wave Propagation — *P. I. R. E.* — Janvier 1941.
- (5) H. G. BOOKER and W. E. GORDON. — A theory of Radio Scattering in the Troposphere., *P.I.R.E.*, avril 1950.
- (6) K. BULLINGTON. — Coverage on 45 to 450 Megacycles., *Radio Communication.*, mai 1951.
- (7) K. BULLINGTON. — Propagation of UHF and SHF Waves beyond the Horizon., *P.I.R.E.*, Octobre 1950.
- (8) LORD RAYLEIGH. — *Theory of Sound* (Vol 1).
- (9) MARGARET SLACK. — The probability distribution of sinusoidal oscillations combined in random phase. *J.I.E.E.*, Radio Section - Vol. 93., Part III n° 22, Mars 1946.
- (10) J. DUFOUR. — « Quelques observations sur la propagation des ondes décimétriques en Suisse ». *Technique Mitteilungen*, Novembre 1950.
- (11) R. GUENTHER. — Radio relay design data 60 to 600 Mcs. *P.I.R.E.*, Septembre 1951.
- (12) W. LEHFELDT. — Die ausbreitung der ultrakurzen (quasiopischen) Wellen. *Annalen Elek.* vol. 3 - 1949 et suivantes.

UNE MÉTHODE PRATIQUE POUR LA CONCEPTION DES ANTENNES PARABOLIQUES EN MICRO-ONDES

PAR

Jacques DESCHAMPS et Guy G. ESCULIER

Ingénieur à la S. F. R. Ingénieur-Conseil

Anciens Elèves de l'Ecole Polytechnique

Spécifications usuelles.

Nous nous limiterons ici au cas, d'ailleurs le plus fréquent, où le problème posé est celui de la réalisation d'une antenne micro-onde comportant un réflecteur parabolique excité par un cornet relié au guide d'onde d'utilisation.

Les spécifications relatives au diagramme de rayonnement de ces antennes comportent généralement :

— Les « ouvertures à demi-puissance (soit 3 db) » du faisceau rayonné dans les plans *E* et *H* de l'onde propagée.

Ce sont les angles qui séparent, dans ces plans, les deux directions situées de part et d'autre de l'axe du faisceau et pour lesquelles l'intensité du rayonnement est inférieure de 3 décibels au maximum obtenu par définition sur cet axe.

— Les « niveaux maxima des lobes secondaires » du faisceau rayonné dans les plans *E* et *H*.

Ce sont les écarts minima de niveau qui doivent exister entre l'intensité du rayonnement sur l'axe et celles du rayonnement dans n'importe quelle direction extérieure au lobe principal centré sur l'axe.

— Le « taux d'ondes stationnaires (TOST) maximum » que l'antenne doit présenter à la source d'alimentation du cornet.

— Des indications complémentaires correspondant aux exigences de chaque cas particulier, comme par exemple :

l'ouverture à 10 ou 20 db du lobe principal,
le niveau maximum du rayonnement vers l'arrière,
le niveau maximum de la polarisation transversale du faisceau rayonné.

Toutes ces spécifications correspondent au fonctionnement de l'antenne dans une bande de fréquence qui est précisée et peut s'étendre de moins de 1 % à plus de 10 % autour de la fréquence centrale. Dans quelques cas, il sera en outre exigé que la phase de la réflexion présentée au guide d'utilisation soit maintenue entre certaines limites.

Des considérations liées au mode de construction et d'utilisation de l'aérien conduiront enfin à énoncer des limites d'encombrement, de poids et de prise au vent. Dans le cas d'une fabrication en série, l'étude devra y ajouter des spécifications précisant les tolérances d'exécution.

Réflecteur et plan d'ouverture.

La théorie de la diffraction montre qu'il est commode, pour calculer le diagramme de rayonnement d'une surface réflectrice de forme parabolique excitée par une source primaire, de passer par l'intermédiaire de la distribution électro-magnétique que cet ensemble créé dans un plan perpendiculaire à l'axe du paraboloïde dont le réflecteur est une portion. Ce plan est appelé plan d'ouverture de l'antenne et il existe une correspondance bi-univoque (*m*, *M*) entre ce plan et la surface ; on peut donc raisonner directement dans ce plan.

Un calcul de transformée de Fourier permet de déterminer théoriquement le diagramme de rayonnement à partir de l'état électro-magnétique de l'ouverture et nous donnons dans le Tableau 1 les résultats de ces calculs pour des répartitions théoriques voisines de celles qu'on rencontre en pratique :

phase constante,

ouverture rectangulaire,
illumination en $\cos^n (\pi x/2) \quad -1 < x \leq +1$

Ce tableau montre que le niveau limite impose aux lobes secondaires dans un plan détermine le degré de « dégressivité » qu'il y faut adopter pour l'illumination de l'ouverture : plus l'écart de niveau dbT qui sépare le centre de l'ouverture (maximum d'illumination) et le contour est élevé et plus les lobes secondaires seront réduits.

TABLEAU DE CORRESPONDANCE
ENTRE LE NIVEAU DES LOBES SECONDAIRES
ET LA DÉGRESSIVITÉ DE L'ILLUMINATION
(cas d'une ouverture rectangulaire)

N.B. — La loi d'illumination est supposée être de la forme :

$$f(x) = \cos^n \left(\frac{\pi x}{2} \right) + k \qquad -1 < x < +1$$
$$dbT = db \left(\frac{1+k}{k} \right) \qquad \begin{matrix} n = 0 \text{ (illumination constante)} \\ n = 1, 2, 3, 4 \end{matrix}$$

<i>n</i>	Dégressivité db T	Ouverture à 3 db	Niveau des lobes secondaires en db
0	0	50 λ/D	13
1	10	60 λ/D	20
	16	63 λ/D	22
	∞	69 λ/D	23
2	16	70 λ/D	30
	∞	83 λ/D	32
3	∞	95 λ/D	40
4	∞	110 λ/D	48

La loi d'illumination étant choisie, les ouvertures à demi-puissance du lobe principal permettront de calculer les dimensions principales de l'ouverture, c'est-à-dire les longueurs des segments d'intersection de l'ouverture avec les plans *E* et *H*.x.

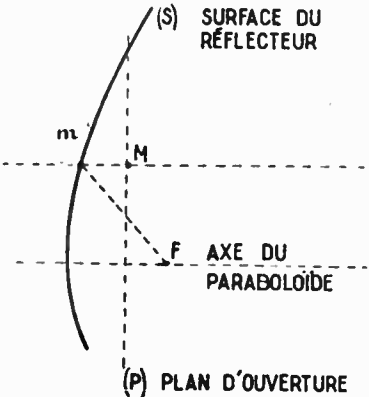


FIG. 1. — Correspondance entre *m* et *M*.

En pratique, l'ouverture n'aura ni la forme, ni la loi d'illumination, ni la constance de phase qui sont à la base des considérations théoriques et les

calculs effectués ne fourniront qu'une approximation ; mais celle-ci est assez « serrée » pour qu'on puisse entreprendre la mise au point expérimentale sur une maquette qui aura été conçue ainsi, en se réservant toutefois une certaine marge de sécurité.

Choix de la distance focale.

Après avoir déterminé les dimensions principales de l'ouverture il faut choisir la distance focale du paraboloïde dans lequel la surface du réflecteur sera « découpée » ; ce choix doit être guidé par le désir de faciliter la conception et la réalisation pratique du cornet d'excitation. L'angle sous lequel on voit du foyer les axes principaux du réflecteur devra donc :

— ne pas être trop faible, car on serait conduit à exiger trop de directivité de la part du cornet.

(En pratique, on admet qu'il ne faut guère descendre au-dessous de 35 degrés pour l'ouverture à 10 db du faisceau primaire).

— ne pas être trop élevé, car on serait conduit à exiger du cornet un rayonnement arrière.

(En pratique, on admet qu'il ne faut pas dépasser 160 degrés pour l'ouverture à 10 db du faisceau primaire).

Bien que ce ne soit pas une règle absolue, on devra donc s'efforcer de réaliser la double relation :

$$0,25 < f/D < 0,35$$

(1)

où *D* représente la plus grande des deux dimensions de l'ouverture.

Signalons à ce propos que ce modèle d'antennes convient d'autant mieux que le rapport θ_x/θ_H des angles d'ouverture du faisceau sera plus voisin de l'unité ; ce rapport est en effet du même ordre que celui des dimensions principales de l'ouverture et, en étant voisin de l'unité, il permettra d'utiliser un cornet d'excitation dont le faisceau aura des ouvertures sensiblement égales dans les plans *E* et *H* ; la bouche du cornet se rapprochera alors d'une forme carrée et il sera plus facile de réaliser les conditions de phase qui sont nécessaires.

Détermination de l'inclinaison.

Une étude théorique montre que le coefficient de réflexion Γ , vu du guide d'utilisation, est donné par la formule :

$$|\Gamma| = \frac{G(\alpha) \cdot \lambda}{4 \pi f}$$

(2)

où *G* (α) est le gain absolu du cornet dans la direction de l'axe du paraboloïde et λ la longueur d'onde utilisée.

Ce résultat montre que la limite imposée à ce coefficient de réflexion peut être respectée en inclinant suffisamment l'axe du faisceau primaire par rapport à celui du paraboloïde et c'est cet angle qu'on appellera l'angle d'inclinaison de l'excitation.

Cette inclinaison a par contre pour inconvénient l'accentuation des effets de polarisation transversale et on ne la pratiquera que dans le plan correspondant à la plus petite dimension de l'ouverture afin de ne

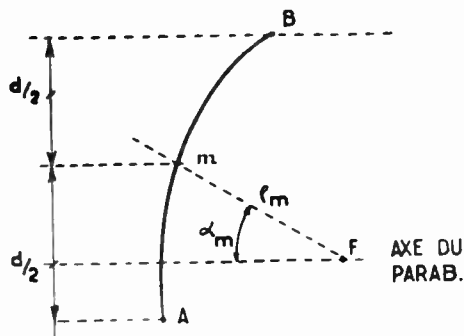


FIG. 2. — Angle d'inclinaison.

pas être conduit à utiliser des régions du paraboloïde qui soient trop éloignées de son axe.

De la valeur limite admise pour le taux d'ondes stationnaires (1) on déduira donc une valeur minimum de l'angle d'inclinaison, soit α_m . Il sera alors possible de déterminer les valeurs $\rho_1, \rho_2, \alpha_1, \alpha_2$ qui correspondent à la dimension d de l'ouverture ; pour y parvenir, il vaut mieux faire une épure, à une échelle commode de la parabole principale car les calculs sont assez longs. En première approximation, nous admettrons que l'ouverture est disposée symétriquement de part et d'autre du centre

Cette formule permet de calculer la valeur définitive de l'angle d'inclinaison (1) en égalant la dégressivité des points extrêmes A et B. Il vient après réductions :

$$b_y = \frac{\alpha_2 - \alpha_1}{k_1 + k_2}$$

$$\alpha_o = \frac{\alpha_2 k_1 + \alpha_1 k_2}{k_1 + k_2} \quad (3)$$

où $k_1^2 = \frac{1}{40} (db \rho_m^2 - db \rho_1^2 + db T)$

$$k_2^2 = \frac{1}{40} (db \rho_m^2 - db \rho_2^2 + db T)$$

b_y = ouverture à 10 db du faisceau primaire.

α_o = angle d'inclinaison calculé.

$db \rho_m^2 = 10 \log \rho_m^2$ et de même avec les indices 1 et 2.

$db T$ = nombre de décibels d'atténuation entre le maximum d'illumination et les extrémités A ou B (dégressivité).

N. B. : Les angles α sont des angles orientés.

Ces formules supposent un diagramme d'excitation de la forme :

$db G(\alpha) = db G(\alpha_o) + K(\alpha - \alpha_o)^2$ (loi parabolique en décibels), car l'expérience a montré que cette

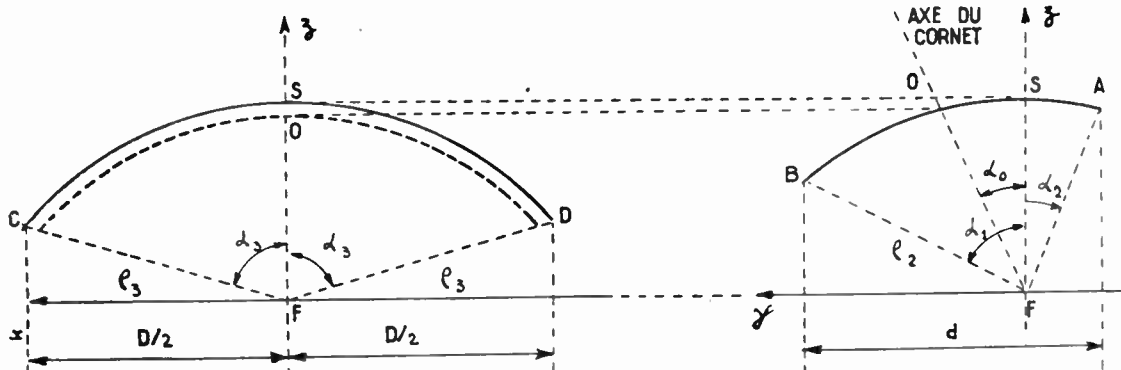


FIG. 3. — Disposition Schématique du réflecteur et de l'excitation.

défini par la direction α_m ; nous allons examiner la correction qui s'introduit en fait et la légère augmentation qui s'ensuit pour l'inclinaison.

La figure 3 montre que les rayons FA et FB sont inégaux et que le diagramme $G(\alpha)$ de la source primaire, supposé symétrique par rapport à son axe, créera une distribution dissymétrique dans le plan d'ouverture. Un calcul donne :

$$db(m) = db(\alpha) + 10 \log \frac{1}{\rho_m^2}$$

(formule qui traduit la propagation d'ondes circulaires à partir de F)

(1) On y ajoutera une certaine marge de sécurité pour tenir compte des réflexions introduites par la gorge et la bouche du cornet.

approximation convient pour effectuer ce calcul.

En dehors de α_o , les formules précédentes donnent l'ouverture à 10 db du diagramme primaire dans l'un des plans principaux. Dans l'autre plan principal, la disposition sera symétrique et l'ouverture à 10 db du diagramme primaire sera :

$$b_x = \frac{\alpha_3}{k_3} \quad (4)$$

où $k_3^2 = \frac{1}{40} (db \rho_m^2 - db \rho_3^2 + db T)$

(1) La disposition inclinée modifie les considérations précédentes sur le choix de la distance focale mais l'écart est en général assez faible pour que l'on puisse garder la valeur choisie.

Conception du cornet d'excitation.

Les spécifications du cornet d'excitation sont maintenant connues :

— ouvertures à 10 db du diagramme de rayonnement (b_x et b_y) ;

— lobes secondaires à au moins 15 db, pour fixer les idées (à moins que des conditions plus restrictives ne soient nécessaires pour limiter le rayonnement arrière de l'antenne, pour éviter les fuites d'énergie, etc...) ;

— taux d'ondes stationnaires admis.

(déterminé par la limite imposée au TOST de l'ensemble, compte tenu de la réflexion due au réflecteur qui a été étudiée plus haut).

Ces spécifications devront être observées dans toute la bande de fréquences où l'antenne doit fonctionner.

En général, le cornet doit être protégé par une fenêtre d'étanchéité ou par un capot en diélectrique et la présence de ce dispositif influe sur le diagramme obtenu avec ce cornet. L'analyse théorique de cette modification est complexe et une mise au point expérimentale sera préférable. On l'effectuera sur une maquette qui comporte dès le début la fenêtre ou le capot car toute étude entreprise autrement serait à reprendre entièrement. Il n'est d'ailleurs pas nécessaire de rechercher la perfection dans l'étude de ce cornet car ses dimensions n'ont en général rien de critique et la seule chose importante est le respect des spécifications qui résultent des calculs précédents.

Des études empiriques fournissent par contre des formules qui permettent d'aborder l'étude expérimentale par approximations successives en commençant par une maquette donnant des résultats assez proches de ceux qu'on veut atteindre. Ce sont :

$$b_E = \frac{88 \lambda}{B} \text{ degrés} \quad \frac{B}{\lambda} < 2,5 \quad (\text{plan E})$$

$$b_H = \frac{79 \lambda}{A} + 31 \text{ degrés} \quad \frac{A}{\lambda} < 3 \quad (\text{plan H})$$

où b_E et b_H sont les ouvertures à 10 db,

A et B les dimensions de la bouche rectangulaire du cornet, respectivement dans les plans H et E.

Dans la pratique, ces formules se trouvent vérifiées à 10 % près et nous n'entrerons pas ici dans le détail de la conception du cornet.

Trace du contour du Réflecteur.

L'expérience a montré qu'il y a intérêt, pour augmenter le gain de l'aérien et pour réduire les lobes secondaires, à limiter la surface du réflecteur par un contour qui correspond à un niveau sensiblement constant d'illumination. Ce résultat pourra être atteint si la dégressivité db T est la même dans les deux plans principaux ; sinon, on adoptera un contour qui constitue un passage progressif entre les deux niveaux.

Pour déterminer le contour du réflecteur, il faut étudier le diagramme de la source primaire dans

des plans autres que ses plans principaux et, selon le matériel disponible, on pourra le faire en prenant des plans pivotant autour de l'axe du faisceau primaire ou autour d'un des axes principaux de la bouche du cornet. Une épure sera ensuite faite pour

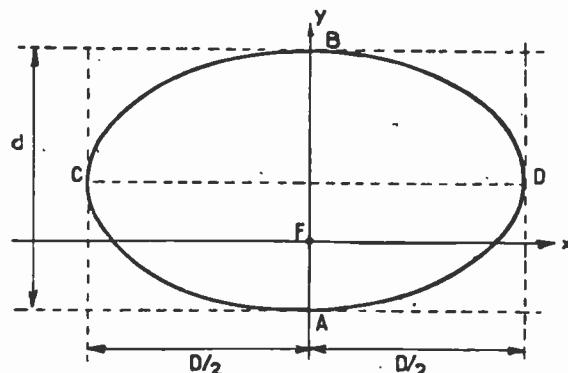


Fig. 4. — Contour et dimensions principales du réflecteur.

tracer les courbes d'illumination constante du plan d'ouverture, en tenant compte de la dissymétrie introduite par l'inclinaison.

Construction de la maquette d'ensemble.

Nous avons maintenant tous les éléments qui sont nécessaires pour construire une maquette. Dans certains cas, et ce plus spécialement pour les antennes très directives ou pour celles qui fonctionnent sur une longueur d'onde relativement élevée, les dimensions de l'antenne en vraie grandeur seront importantes et il sera plus économique de faire la mise au point sur une maquette à échelle réduite ; pour effectuer les mesures, on devra alors utiliser une longueur d'onde réduite dans le même rapport que les dimensions géométriques.

On placera tout d'abord le centre de la bouche du cornet au foyer du paraboloïde et on mesurera les diagrammes obtenus pour les fréquences extrêmes et centrales de la bande d'utilisation. On déplacera ensuite le cornet autour de cette position et on mesurera à nouveau ces diagrammes. Ces mesures permettront de parfaire expérimentalement la focalisation de l'excitation.

Lorsque ces mesures seront déterminées, on aura en général un rayonnement répondant aux spécifications ou s'en écartant quelque peu. Il sera alors possible d'apporter des modifications par un changement des dimensions de la bouche du cornet :

en élargissant la bouche du cornet, on diminue l'ouverture dans le plan correspondant du faisceau primaire et on concentre ainsi l'illumination au centre du réflecteur ; les lobes secondaires sont ainsi atténués et l'ouverture du diagramme augmentée.

Si des retouches plus importantes s'avèrent nécessaires, il faudra modifier le réflecteur, mais ce cas sera assez rare en pratique lorsque la méthode exposée ici aura été appliquée.

Conclusions.

La méthode que nous venons de décrire tend à trouver un juste milieu entre les deux écueils qu'on

rencontre les plus fréquemment dans les travaux de conception et de mise au point :

1. L'aversion des ingénieurs pour les calculs théoriques fastidieux et complexes ;
2. La complaisance des ingénieurs dans un appareil mathématique qui les éloigne du réel.

Ce n'est qu'en recherchant un équilibre rentable entre la théorie et l'expérience que le travail d'étude pourra s'effectuer avec rapidité et économie ; cet équilibre conduit à utiliser la théorie comme un guide qui permet d'établir une maquette dont les résultats sont suffisamment voisins de ceux que l'on

désire obtenir ; la mise au point expérimentale s'effectue alors dans les meilleures conditions.

Il nous faut enfin remarquer que les spécifications actuelles des antennes micro-ondes sont assez larges pour ne pas exiger une étude plus détaillée et c'est dans cet esprit que nous avons essayé ici de rendre plus systématique la suite des étapes que l'ingénieur doit parcourir.

BIBLIOGRAPHIE

M. I. T. Radiation Laboratory Series : «*Microwave Antennas Theory and Design*».

B. S. T. J. April 1947 p ; 219.

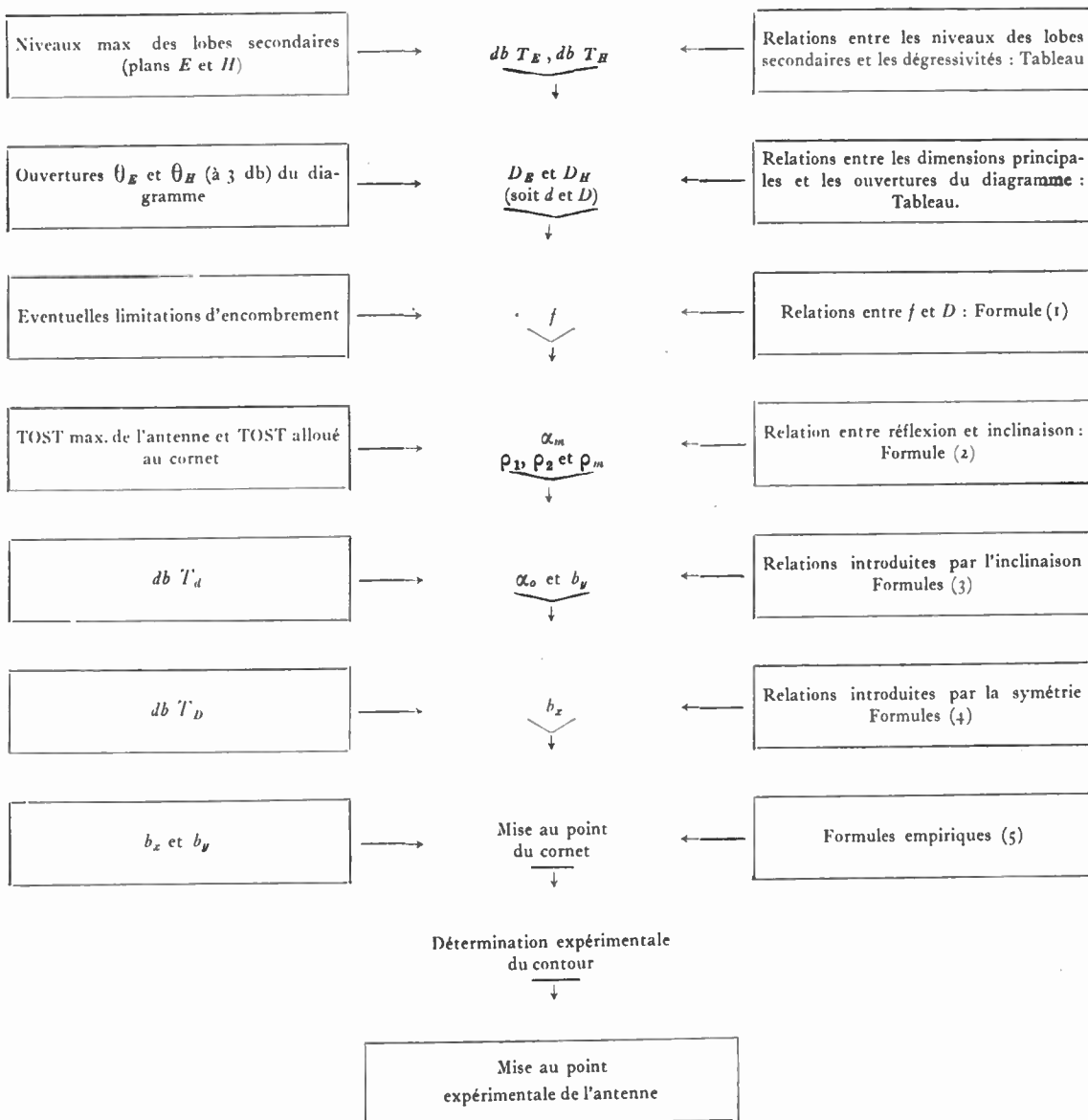
R. L. Report 690 du 22/1/46.

RESUME DES ETAPES DE L'ETUDE D'UNE ANTENNE PARABOLIQUE

Données contenues dans les spécifications.
Résultats intermédiaires

RÉSULTATS

Données pratiques
de l'article



F. BEDEAU

Nous avons la douleur de vous faire part du décès de notre ancien Président, Monsieur François BEDEAU, survenu le 4 Mars 1952.

Il était Chevalier de la Légion d'Honneur, agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences, Maître des Conférences honoraire à la Faculté des Sciences, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité, Expert près la Cour d'Appel et le Tribunal de Première Instance de la Seine, Arbitre au Tribunal de Commerce.

Nous retracerons au cours d'une de nos prochaines réunions la vie de notre éminent collègue, vouée au service de la Science et de l'Enseignement.

INFORMATIONS

Nous informons nos lecteurs qu'un symposium sur les applications de la théorie des communications se tiendra à LONDRES, en septembre 1952, au siège de *The Institution of Electrical Engineers*.

Les personnes qui désireraient assister à ce Congrès ou même y présenter un mémoire devront se mettre en rapport le plus rapidement possible avec M. le Professeur WILLIS JACKSON (Department of Electrical Engineering Imperial College of Science and Technology, LONDON S. W. 7).

Le programme du Congrès comporte un certain nombre de conférences qui peuvent être classées sous les rubriques suivantes :

1. Conférence d'introduction (par le Professeur WILLIS JACKSON) ;
2. Théorie Générale ;
3. Systèmes de Modulation ;
4. Transmission de la parole et de la musique ;
5. Télévision, facsimilé et Radar ;
6. Régularisation (smoothing) filtrage et réaction ;
7. Conclusion. Un texte qui sera établi comme conclusion des débats exposera quelle sera probablement l'influence future de la théorie des communications sur le développement des systèmes de télécommunications.

Un programme plus détaillé peut être consulté au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens.

DEMANDE D'EMPLOI

0.12. — Agent de maîtrise, 46 ans, Spéc. Radio, Téléphonie. Redres. H.F. Industrielle. Energique Meth ostr. Cherche emploi stable. Ecrire à la Société qui transmettra.

OFFRES D'EMPLOI

0.13. — Société Française Radio Electric — Cholet (M.-et-L.), recherche Ingénieurs radio-électriciens pour études importantes — Connaissances pratiques exigées — Logement garanti — Envoyer C. V. à B. P. 89.

0.14. — Importante Société cherche un collaborateur au courant de l'Electronique. 25 à 35 ans et un Agent technique Electronique, bon praticien manuel. Ecrire avec curriculum vitae détaillé à Herte, 50, avenue Montaigne, Paris (8^e).

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

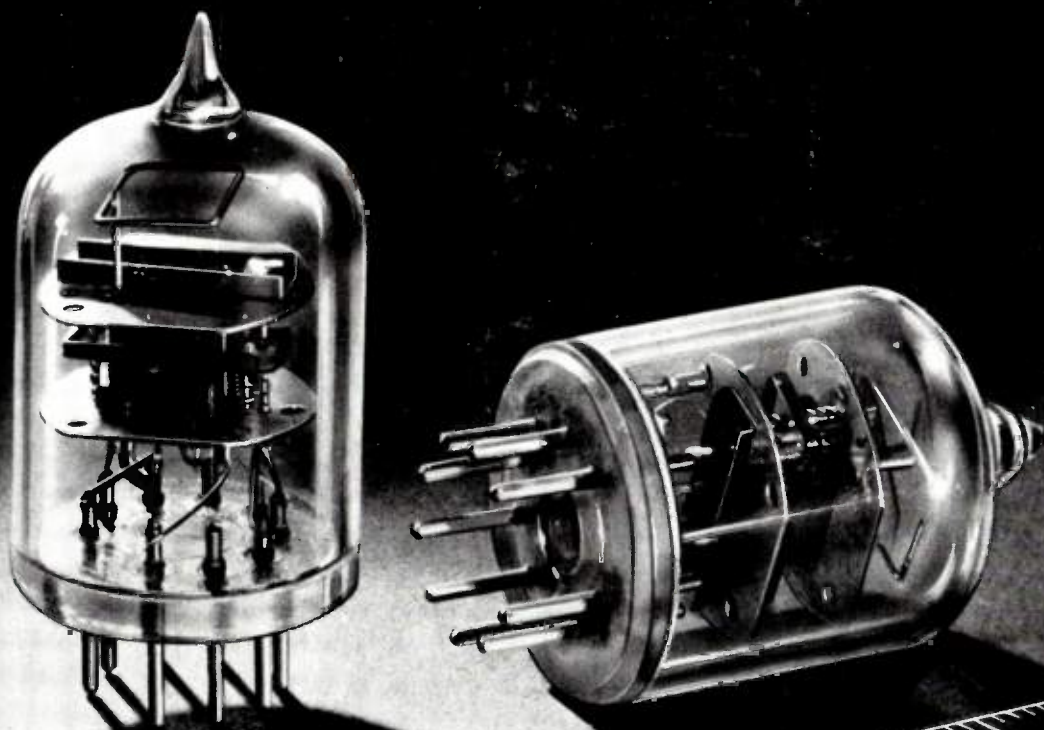
MM.	Présentés par MM.	MM.	Présentés par MM.
AIGRAIN Pierre, Ingénieur Physicien	ROCARD. de MARE.	La Radio-Industrie, représentée par M. de FRAN- CE. Président Directeur Général	LESCHI. MATRAS.
BALLER Melvin, (USA), Ingénieur Radio, adjoint attaché de l'Air	de MARE. MATRAS.	LE GUERCH Yves, élève à l'Ecole Centrale de T. S. F.	CHRÉTIEN. QUINET.
BENBADIS Abdellouahab, élève à l'E. S. E. (divi- sion Radio et Electronique)	P. BESSON. DAUPHIN.	MARTIN Pierre, René, Rémi, sous-ingénieur radio- électricien	CHAUVIERRE. G. ROBERT.
BONJEAN Georges, agrégé de l'Université, Profes- seur de Physique au Lycée Carnot	CI ANGOT. Cdt COLLIN.	MENDELSONN Yves, Jean, élève à l'E. S. E. divi- sion Radio et Electronique)	DAUPHIN. HERVÉ.
BOURGES Paul, Auguste, Lucien, Lieutenant Co- lonel des Transmissions	CI ANGOT. Cdt COLIN.	MERCIER Jean-Marie, Ingénieur Chimiste à la Cie Thomson-Houston	DE MARE. DE VALROGER.
CONSTANT Fernand, Georges, sous-ingénieur Ra- dio-électricien	COMTE. MOKRANI.	MICHAUD Claude, Robert, Augustin, élève à (Division Radio et Electronique).....	GAUSSOT.
DAUDIN Jacques, Ingénieur à la Société « Le Ma- tériel Téléphonique »	STEUR. RABUTEAU.	MICHAUDON André, Francisque, élève à l'E.S.E. . (division Radio et Electronique)	CABESSA. LIZON.
DIVAY Jean, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F. ..	QUINET. CHRÉTIEN.	MM. NICOLIS, Grec, Directeur des Télécommuni- cations au Ministère des P. T. T. à Athènes ...	MULLER. CABESSA.
DUGAS Claude, René, Chef de travaux au Labora- toire de physique de l'E. N. S.	ROCARD. de MARE.	NIVOCHÉ, agent technique	POINSARD. ANJOLRAS.
FOULON Guy, Jean, élève à l'Ecole Nationale Su- périeure des Télécommunications	R. RIGAL. P. BESSON.	PROVOT André, Ingénieur à la Cie Gle de T.S.F. .	ANJOLRAS. MICHEL.
LAFFON Robert, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET. CHRÉTIEN.	TABARDEL Jean, Henri, Joseph, élève à l'E.S.E. (Division Radio et Electronique).....	DAUPHIN. HERVÉ.

L'ONDE

ÉLECTRIQUE

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

National Bureau of Standards 32^e ANNÉE N° 303
Central Radio Propagation Laboratory IN 1952
Library
Boulder, Colorado PRIX : 200 FRANCS



NOTRE COUVERTURE

P. T. T. 216 P.

Pentode haute fréquence (support
NOVAL) à grande transconductance et à
facteur de mérite élevé, pour amplificateurs à
large bande (Compensée C. - éale de T. S. F.)

LIRE DANS CE NUMERO

Récents progrès au département
Fréquences du Laboratoire National de
Radioélectricité - B. DECAUX

Un nouveau tube électronique pour les amplifica-
teurs à large bande - P. MEUNIER

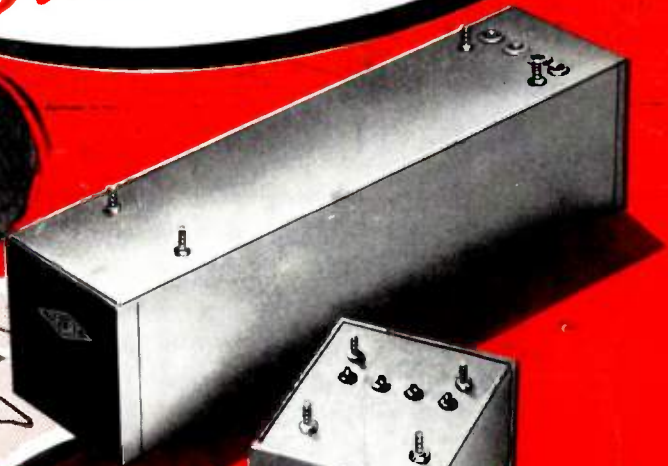
Les nouveaux matériaux ferromagnétiques à
haute coercivité, à haute perméabilité,
à faibles pertes - C. GWILLAUD

DÉLIVREZ
vos ingénieurs
SURCHARGÉS...



LE *problème*
DES FILTRES
est notre Spécialité...

B.F.-M.F. - Haute fréquence
à bande étroite ou à large
bande, passe-bas, passe haut,
passe-bande, coupe-bande



SOCIÉTÉ
NORD 29-57



D'ÉTUDES ET DE CONSTRUCTIONS RADIO-ÉLECTRIQUES
144, BOULEVARD DE LA-VILLETTE - PARIS - 19°

— 16 — PUBLIÉDITEC DOMENACH

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE 2000 F

ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

200 francs

Vol. XXXII

JUIN 1952

Numéro 303

SOMMAIRE

	Pages
Récents progrès au département « Fréquences » du Laboratoire National de Radioélectricité. B. DECAUX	219
Un nouveau tube électronique pour les amplificateurs à large bande P. MEUNIER	232
Les nouveaux matériaux ferromagnétiques à haute coercivité, à haute perméabilité, à faibles pertes C. GUILLAUD	238

Sur la couverture :

P.T.T. 216 P. Pentode haute fréquence (support NOVAL) à grande transconductance et à facteur de mérite élevé pour amplificateurs à large bande (Compagnie Générale de T. S. F.)

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3^o Visites de diverses installations radioélectriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4^o Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse)

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1^o Membres titulaires, particuliers 1 600 F.
— sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré
25 000 F. } de la société
ou 50 000 F. } ou collectivité

2^o Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 800 F.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.

3^o Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.

5^o Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.	
1922	M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	† J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T. T.
1926	E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	† Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928	Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris.
1929	† L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930	Ed. BELIN, Ingénieur.
1931	C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932	P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934	Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
1935	† R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	† R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	† F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
1938	P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	† J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945	L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946	R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947	R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
1948	Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949	M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950	P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951	Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

<i>Président :</i>	
M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.	
<i>Président désigné pour 1953 :</i>	
M. P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.	
<i>Vice-Présidents :</i>	
MM. B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.	
R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.	
R. AUBERT, Directeur général adjoint de la S. F. R.	
<i>Secrétaire Général :</i>	
M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises	
<i>Trésorier :</i>	
M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.	
<i>Secrétaires :</i>	
MM. J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.	
H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.	
G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.	

SECTIONS D'ÉTUDES

No	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOT.	M. LAPOSTOLLE.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN.	M. CHARLET.
			Mme COURTILOT

GROUPE DE GRENOBLE

<i>Président.</i> — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.
<i>Secrétaire.</i> — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.	MM.	présentés par MM.
GINGER Basile, Ingénieur Radio - E.S.E.	ICOLE.	PAPULAR Moreno, élève à l'E.S.E. (division Radio et Electronique).	HERVÉ.
GOUBERT André.	POINCELOT.		GAUSSOT.
	MÉTIVIER.	PEZOPOULOS, Professeur à l'Ecole Polytechnique d'Athènes, Directeur Général de l'Organisation des Télécommunications de Grèce.	MULLER.
GRAVERET André, Ingénieur Radio E.S.E., Capitaine Navigateur de l'Armée de l'Air	FEYZEAU.		CABESSA.
	R. CAHEN.	PIGUET Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F. .	QUINET.
GUEROUT Pierre, Ingénieur Radio E.S.E.	BOISSINOT.		CHRÉTIEN.
	DELVAUX.	SIMONET Jean-Claude, élève à l'E.S.E. (division Radio et Electronique).	LIZON.
ICHE René, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	BYK.		CABESSA.
	QUINET.	SUCHET Jacques, Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.	NGUYEN THIENCHI
LAJEUNESSE François, Ingénieur E.S.E.	CHRÉTIEN.		BLEUZE.
	G. LEHMANN.	TATAREAU Pierre, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET.
MASSIOT André, élève à l'E.S.E. (division Radio et Electronique).	CSECH.		CHRÉTIEN.
	DAUPHIN.	VAN DEN BROEK d'OBRENAN Gérard, Ingénieur, chef de Groupe au Laboratoire Central des Télécommunications	TANTER.
MIKHALEFF Régis, Agent technique Radio.	HERVÉ.		BOSTYN.
	AIHER.	VERNIES Claude, Ingénieur Radio E.S.E.	GAUSSOT.
MOATTI Paul, élève à l'E.S.E. (division Radio et Electronique).	SILHONNET.		HERVÉ.
	DAUPHIN.	WATTEVILLE Henry de, Ingénieur Radio E.S.E. à l'Electricité de France.	DAUPHIN.
MOINARD André, Ingénieur Radio E.S.E.	GAUSSOT.		GAUSSOT.
	DAUPHIN.		
OULDARD Albert, Ingénieur aux Etablissements Merlin et Gérin.	GAUSSOT.		
	BENOIT.		
	GRANDSARD.		

RÉSUMÉS DES ARTICLES

RÉCENTS PROGRÈS AU DÉPARTEMENT FRÉQUENCES DU L. N. R., par B. DECAUX, *Ingénieur en Chef des P. T. T.* Onde Electrique de Juin 1952 (pages 219 à 231).

Après quelques indications sur l'organisation générale et l'activité du département, l'auteur décrit les oscillateurs étalons à 100 kc/s. Installés dans des salles souterraines, ils comportent, pour la plupart, des barreaux avec oscillateurs série et thermostats à pont.

Divers modèles de démultiplicateurs sont signalés les plus récents avec oscillateurs à déphasage. Mention particulière est faite des systèmes comparateurs de fréquences : cylindres enregistreurs synchrones, multiplicateurs d'écarts, compteurs-enregistreurs de battements. Sur ces derniers appareils la sensibilité de lecture peut dépasser 1 cm pour une différence de fréquence de 1.10^{-8} .

Les installations de mesures de fréquences proprement dites comprennent, groupés dans des bâtis, des récepteurs de 15 kc/s à 300 Mc/s, des générateurs d'harmoniques et des fréquencemètres d'interpolation ; le plus sensible d'entre ces derniers fournit des lectures à 0,01 c/s près. Pour les hyperfréquences, un bâti spécial permet d'effectuer des mesures absolues jusqu'à 4 000 Mc/s ; l'installation pour les mesures jusqu'à 12 000 Mc/s est en cours de montage.

L'alimentation des divers ensembles est assurée par des batteries d'accumulateurs avec recharge par échange sans coupure ; plusieurs régulateurs de tension leur sont adjoints.

L'article se termine par l'exposé de certaines applications scientifiques : comparaisons internationales de fréquence, étude de l'effet Doppler, détermination et conservation de l'heure, mesures absolues de gravité, etc...

LES NOUVEAUX MATÉRIAUX FERROMAGNÉTIQUES A HAUTE COERCIVITÉ, A HAUTE PERMEABILITÉ, A FAIBLES PERTES, par C. GUILLAUD, *Maître de Recherches au C. N. R. S., Directeur du Laboratoire du Magnétisme de Bellevue.* Onde Electrique de Juin 1952 (pages 238 à 253).

Cet exposé comporte tout d'abord une étude générale des mécanismes élémentaires d'aimantation qui permettent de comprendre les propriétés des matériaux ferromagnétiques utilisés dans l'industrie, à savoir le domaine élémentaire, l'énergie magnétocristalline, l'énergie magnétoélastique, l'énergie de paroi, le champ coercitif et la perméabilité initiale.

Dans une seconde partie, sont successivement étudiés :

a) Les aimants (aimants à durcissement par précipitation, aimants à durcissement par diffusion, aimants en poudre). Pour chacune de ces catégories, les principales caractéristiques sont données et discutées en fonction des considérations générales.

b) Les alliages doux à haute perméabilité (alliages à base de fer-silicium, à base de fer-manganèse, alliages fer-cobalt-nickel) ; on insiste principalement sur leurs propriétés en mettant en évidence les voies dans lesquelles il faut s'engager pour les obtenir.

c) Les ferrites ; le mécanisme de l'antiferromagnétisme des ferrites est brièvement exposé ; les propriétés de ces nouveaux matériaux sont données et les applications possibles envisagées.

d) Enfin l'étude se termine par les alliages à haute saturation.

UN NOUVEAU TUBE ÉLECTRONIQUE POUR LES AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE, par P. MEUNIER, *Ingénieur à la Compagnie Générale de T. S. F.,* Onde Electrique de Juin 1952 (pages 232 à 237).

Le développement croissant des liaisons téléphoniques à grand nombre de canaux, soit par câbles coaxiaux, soit par faisceaux hertziens a imposé la mise au point de prototypes nouveaux de tubes électroniques. En particulier dans le domaine des amplificateurs moyenne fréquence à large bande utilisant des lampes classiques un progrès s'imposait pour ces dernières.

Après avoir développé la notion de facteur de mérite d'une lampe, l'auteur indique les principaux paramètres qu'il est possible de modifier pour en améliorer la valeur. La concrétisation de cette étude a nécessité le perfectionnement de la technologie classique de construction des tubes classiques pour aboutir à une réalisation industrielle.

Deux prototypes de caractéristiques voisines sont présentés ainsi qu'un exemple d'application sur un amplificateur à grand gain.

PAPERS SUMMARIES

THE NEW FERROMAGNETIC MATERIALS WITH HIGH COERCIVITY, WITH HIGH PERMEABILITY, WITH LOW LOSS, by C. GUILLAUD, *Maître de Recherches au C. N. R. S., Directeur du Laboratoire du Magnétisme de Bellevue*. *Onde Electrique*, June 1952 (pages 238 to 253).

This report begins first a general study of the elementary mechanisms of the magnetization — namely : elementary domains, magnetocrystalline, magnetoelastic and boundary energies, coercive force and initial permeability — allowing a better understanding of the properties of the ferromagnetic materials used in the industry.

Then, are successively studied :

a) The magnets (hardening by diffusion, hardening by precipitation, powdered magnets). For each group the main characteristics are given and discussed relatively to the general considerations.

b) The soft materials, with high permeability (iron-silicon alloys, iron-manganese alloys, iron-cobalt-nickel alloys). Stress is especially laid upon their properties, showing thus the way to be followed to realise them

c) The ferrites. The mechanism of the antiferromagnetism of ferrites is briefly outlined. The properties of these new materials and the possible applications.

d) Finally, to end this study, high saturation alloys are considered.

LATEST DEVELOPMENTS FROM THE FREQUENCY MEASUREMENTS DIVISION, LABORATOIRE NATIONAL DE RADIOÉLECTRICITÉ, by B. DECAUX, *Ingénieur en Chef des P. T. T.*, *Onde Electrique*. June 1952 (pages 219 to 231).

Following an outline of the organization and the activity of this Division, Mr. Decaux describes the 100 kc/s. standard oscillators which are located underground and include bars, series oscillators and bridge thermostats.

Several frequency multipliers are presented, the latest including phase-shift oscillators. A special attention is given to frequency comparison devices : synchronous recording cylinders, frequency difference multipliers, beating frequencies counters and recorders. These last units provide as much as $1/2$ " deviation for a 10^{-8} frequency difference.

The main frequency measurements units include among several racks 15 kc/s. to 300 Mc/s. receivers, frequency multipliers and interpolation frequency meters ; the most sensible provide for readings within 0,01 c/s. A special microwave unit operates up to 4 000 Mc/s. and another one is to carry soon this limit up to 12 000 Mc/s.

The power supplies of all these units include batteries which can be switched without any voltage break for restoring. Moreover many voltage stabilizing units have been added.

The end of this paper refers to some scientific developments : international frequency comparisons, Doppler effects studies, standard hour accurate definition and recording, g absolute measurements, etc...

NEW ELECTRONS TUBE FOR WIDE-BAND I. F. AMPLIFIERS, by P. MEUNIER, *Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.* *Onde Electrique*, June 1952 (pages 232 to 237).

The increasing development of multi-channel telephone communications whether by coaxial cables or by microwave links has made imperative the design of new prototypes of electron tubes. In particular in the field of wide-band I-F amplifiers utilizing conventional tubes, the further development of these tubes had become necessary.

The author first develops the concept of the figure of merit of a tube and then proceeds to indicate the principal parameters liable to modification with a view to improving the value of this figure.

Two prototypes having similar characteristics are set forth as well as an example of application in a high-gain amplifier.

RÉCENTS PROGRÈS AU DÉPARTEMENT “ FRÉQUENCES ” DU LABORATOIRE NATIONAL DE RADIOÉLECTRICITÉ ⁽¹⁾

PAR

B. DECAUX

Ingénieur en Chef des P.T.T.

1. Organisation générale.

La mesure des fréquences détient, à n'en point douter, le record de précision parmi les diverses mesures radioélectriques, et même parmi les mesures des autres grandeurs physiques de base elle ne cède en rien aux mesures de longueur et de masse. Encore faut-il remarquer que les très grandes précisions sur ces dernières sont réservées à des organismes spécialisés tels que le Bureau International des Poids et Mesures ; au contraire une mesure de fréquence au millionième est à la portée de tout service radio-électrique, et la précision du dix-millionième n'effraie plus les exploitants : eux-mêmes l'exigent. Par exemple : les liaisons téléphoniques par câbles coaxiaux nécessitent des écarts inférieurs à 1 c/s pour des fréquences atteignant 1 Mc/s ; la radiodiffusion, pour ses réseaux dits synchronisés, ne tolère pas d'écarts supérieurs à 1.10^{-7} ; certains systèmes de radionavigation annoncent des stabilités instantanées meilleures que 1.10^{-8} pour garantir leur précision de guidage.

Il en résulte que progressivement les services d'exploitation et leurs centres de contrôle adoptent en service courant des précisions qui, peu de temps auparavant, étaient réservées à des laboratoires nationaux spécialisés, et que ceux-ci doivent alors envisager la décimale suivante...

Et l'on comprend ainsi, en y réfléchissant, que les études entreprises dans ces laboratoires, bien loin d'être des spéculations plus ou moins superflues, comme elles pourraient le paraître, ne sont qu'une nécessité impérieuse pour se tenir au niveau du progrès technique sans cesse en marche.

Le Département Fréquences du L.N.R., depuis 23 ans, évolue ainsi en permanence, perfectionne ses méthodes, développe son matériel. Rappelons rapidement ses attributions et ses activités : chargé de conserver en France l'étalon de mesure des fréquences, il n'a pas à effectuer des contrôles réguliers et systématiques sur les fréquences des émetteurs ;

chaque service d'exploitation possède désormais son propre centre de contrôle, tel que Noiseau pour les P.T.T. et Limours pour la Radiodiffusion. Mais le L.N.R. intervient chaque fois qu'une mesure particulière doit revêtir un caractère officiel. Il conserve donc des oscillateurs étalons de la plus haute qualité possible avec tout l'appareillage nécessaire pour les comparaisons à effectuer ; il exécute des mesures sur des quartz, sur des émetteurs, sur des fréquencemètres, soit pour des services officiels, soit pour l'industrie ; de plus le L.N.R. assure la production de courants étalons distribués à des abonnés ou à des services. Enfin il participe à la solution de problèmes de toute nature posés dans les domaines les plus divers, où la fréquence ou le temps constituent un élément important. De l'astronomie à la détermination de la pesanteur, de l'horlogerie au radar, les applications ne manquent pas (2). Et cela nécessite d'avoir un matériel d'une grande souplesse, pouvant s'adapter rapidement à tous les besoins. Soulignons que les radioélectriciens ne mesurent que des intervalles de temps, des durées ; ce sont les astronomes qui déterminent les temps.

J'ai déjà eu l'occasion de parler de ces questions devant notre Société. Il n'est pas mauvais, je crois,

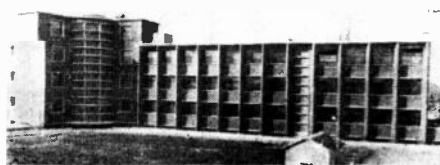


FIG. 1. — Vue générale du L.N.R.

avant d'entrer dans le détail, de comparer quelques chiffres. En 1936, lors de ma précédente communication, l'installation fixe du L.N.R. comportait 2 diapasons et 1 quartz ; elle comportera dans quel-

(1) Conférence faite à la Société des Radioélectriciens, le 20 octobre 1951.

(2) Il suffit de se rappeler la formule de définition $f.t = n$, dans laquelle f est la fréquence, t le temps, et n le nombre d'oscillations.

ques semaines 1 diapason et 11 quartz en marche permanente ; la stabilité des oscillateurs a été améliorée d'environ 50 fois. La limite de la gamme de mesures est passée de 100 Mc/s à 10 000 Mc/s. Enfin les interpolations s'effectuent maintenant souvent à 10^{-10} près. Et n'oublions pas qu'en 1936 le tout était encore installé aux Invalides dans des locaux... précaires, tandis que désormais nous disposons à Bagneux de locaux spacieux et clairs, aménagés spécialement (fig. 1).

Les installations de mesures absolues sont réparties en trois étages du bâtiment ; dans deux chambres souterraines à 15 m de profondeur se trouvent les oscillateurs étalons ; au sous-sol, les ensembles d'alimentation ainsi que les démultiplicateurs de fréquence et les amplificateurs de distribution ; au rez-de-chaussée, d'une part tout l'appareillage de comparaison des étalons entre eux et aux horloges de l'ob-

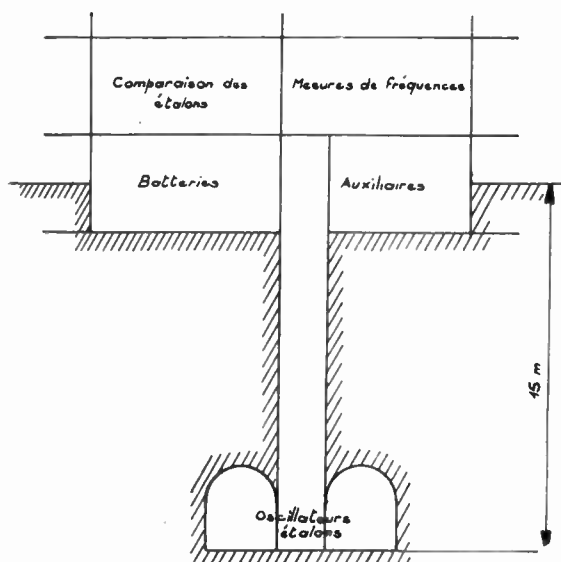


FIG. 2. — Coupe schématique des locaux du département « Fréquences ».

servatoire, d'autre part l'équipement de production des chaînes de fréquences étalons, de réception et d'interpolation (fig. 2). Nous examinerons les divers éléments de cet ensemble, et son extension aux hyperfréquences. Sur les mesures courantes, étalonnages de fréquences, de générateurs, etc..., nous n'insisterons pas, car les méthodes utilisées, à part leur référence aux fréquences étalons, sont tout à fait classiques.

II. Oscillateurs étalons.

Nous avons évidemment abandonné les oscillateurs à diapason en tant qu'étalons ; malgré leur simplicité et leur sécurité, ils ne peuvent plus lutter contre les quartz, dont la surtension peut être 100 fois plus grande. Cependant le L.N.R. garde en service un des meilleurs diapasons à 1 000 c/s du monde, un peu comme réserve, et un peu comme... souvenir. Sa stabilité avoisine 1.10^{-7} .

Sans retracer l'évolution progressive de nos oscillateurs à quartz, situons leur état actuel. Les deux

salles souterraines du L.N.R. contiennent pour le moment 8 oscillateurs à 100 kc/s de types assez divers (fig. 3) ; l'un d'eux fournit la fréquence 100 010 c/s et non 100 000, de manière à donner des notes

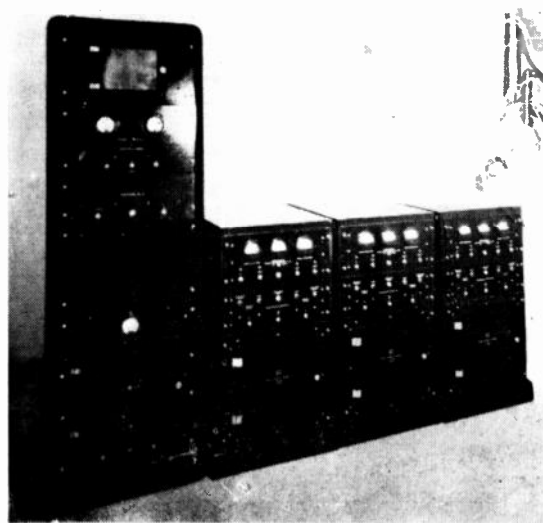


FIG. 3. — Etalons de l'une des chambres souterraines (Cliché Desboutines).

de battements pratiques avec les fréquences multiples de 100 000, comme nous le verrons plus loin. Sauf une plaque GT (L.M.T.), tous les cristaux actuels sont des barreaux taillés aux Laboratoires Radioélectriques. Ces barreaux, dont la section est environ double de celle du type SCHEIBE, comptent 51 mm dans le sens de l'axe électrique et 9 mm dans le sens des deux autres axes ; ils sont naturellement contenus dans des ampoules vidées (fig. 4). Les modèles anciens étaient supportés par des fils noués, avec

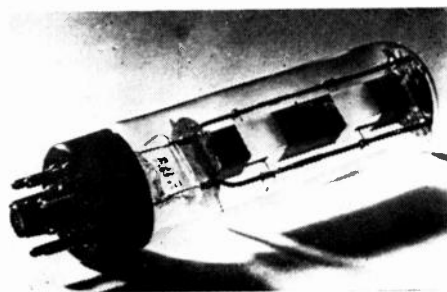


FIG. 4. — Quartz étalon en barreau à 100 kc/s

des électrodes ne touchant pas le cristal ; les modèles actuels portent des métallisations d'or formant électrodes, et des fils métalliques soudés sur des languettes de la métallisation servent à la fois de supports mécaniques et de connexions électriques.

La stabilité d'un oscillateur dépendant principalement des 3 conditions suivantes : 1) forte surtension ; 2) amplificateur d'entretien troublant peu la fréquence ; 3) insensibilité à la température, divers progrès ont été réalisés dans ces trois voies.

La surtension des anciens barreaux atteignait à peine 100 000. La patience et l'habileté des fabricants de cristaux, améliorant leur monture et leur

finition, a porté cette surtension très largement au delà de 1 000 000 (1). Il saute aux yeux que telles surtensions exigent des précautions minutieuses, pour ne pas introduire la moindre perte diélectrique ou la moindre résistance inutile dans le circuit associé au cristal.

présentent une grande stabilité en fonction des tensions d'alimentation, et pour mettre en évidence les variations restantes, il a fallu dans certains cas augmenter la sensibilité des comparateurs normaux.

Troisième point à perfectionner dans les oscillateurs étalons ; la régulation de température. Les

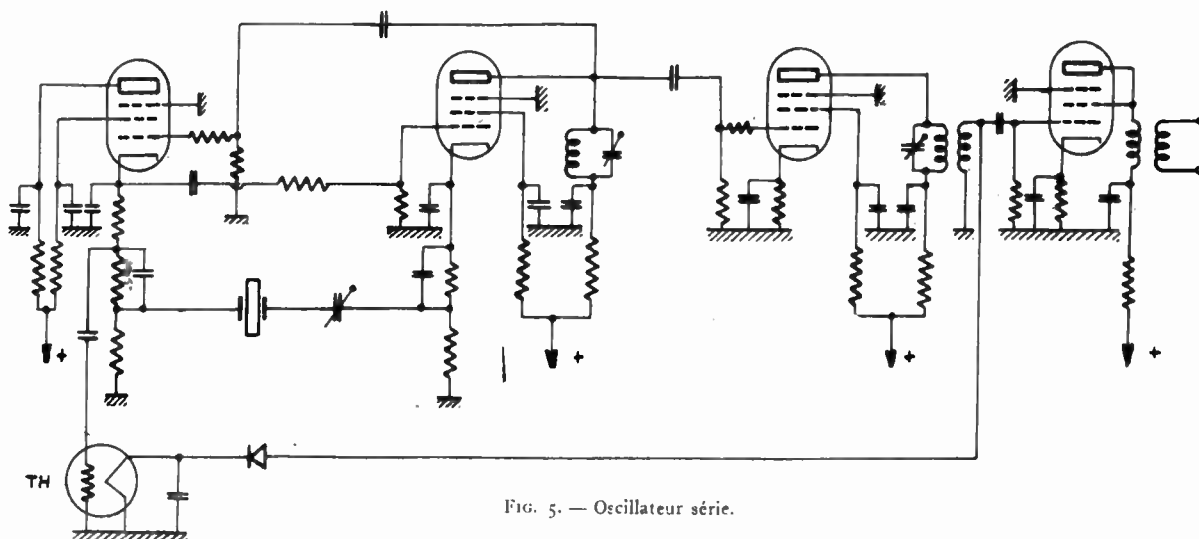


Fig. 5. — Oscillateur série.

Les amplificateurs d'entretien ont donc été étudiés dans ce sens, pour rester aussi peu sensibles que possible aux variations des tubes ou des tensions d'alimentation, et pour n'apporter que des variations de phase ou d'amplitude négligeables. Si les plus anciens de nos étalons conservent de vieux montages, soit à circuit anodique accordé avec quartz entre grille et cathode, soit à résistances et capacités, les nouveaux, construits partiellement aux L.R. et partiellement au L.N.R., utilisent la résonance série, dans un amplificateur à deux étages muni d'une forte contre-réaction et d'un régulateur d'amplitude (fig. 5). Pour ne pas amortir le cristal on le monte entre les circuits cathodiques avec des résistances de quelques dizaines d'ohms ; un petit condensateur réglable en série permet l'ajustement de la fréquence. La contre-réaction agit d'une cathode à une grille ; après un étage d'amplification, une partie de la tension de sortie est redressée et appliquée au filament chauffant d'une thermistance, dont l'élément variable shunte un des circuits cathodiques, réglant ainsi automatiquement l'amplitude. De très sérieux découplages et des résistances montées en série dans les grilles préviennent l'amorçage d'oscillations parasites, toujours à craindre avec les tubes à grande pente employés. Un étage amplificateur termine le tout et envoie le courant produit vers les locaux supérieurs. Dans les 3 étalons que les Ets Belin doivent nous livrer prochainement, les oscillateurs seront du type à pont, dérivé des montages MEACHAM et CLAPP. Tous ces oscillateurs

barreaux que nous utilisons ont une courbe de variation de la fréquence en fonction de la température présentant un maximum aux environs de 52°, mais légèrement variable d'un barreau à l'autre. Régler la température d'équilibre exactement reste un problème délicat dans le cas des thermomètres à contact, qui par ailleurs sont fragiles et peu durables. Aussi nos oscillateurs récents possèdent-ils un thermostat réglé par un pont de résistances enroulées sur le cylindre métallique contenant le cristal ; les unes étant en nickel, les autres en constantan, l'é-

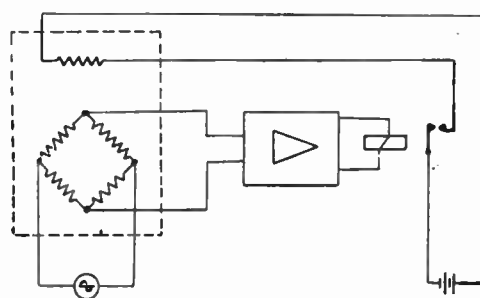


Fig. 6. — Schéma de principe du thermostat à pont

quilibre a lieu pour une température déterminée que l'on peut facilement choisir en modifiant une petite résistance additionnelle. La tension apparaissant en cas de déséquilibre commande, par un amplificateur, le courant traversant les résistances chauffantes. Habituellement on constitue le dernier étage par un thyatron puissant et on alimente le tout en alternatif ; pour l'alimenter entièrement par batte-

(1) Ces chiffres parlent difficilement à l'esprit ; transposons-les dans le domaine d'oscillations visibles : un balancier d'horloge aussi peu amorti, lancé librement, ne perdrait la moitié de son amplitude qu'au bout de 2 semaines.

ries nous avons modifié provisoirement le montage classique. La tension appliquée au pont et amplifiée à sa suite est fournie par un tube oscillateur à 400 c/s ; le thyatron final, de petit modèle, commande par relais le courant continu de chauffage (fig. 6). La cadence de fonctionnement est de quelques secondes. Un deuxième thermostat simplifié entoure le tout ; la pièce souterraine constitue elle-même une enceinte à température presque constante. Pour contrôler le fonctionnement des thermostats, une petite tension est prélevée sur chacun d'eux, renvoyée par ligne au rez-de-chaussée, et inscrite sur deux enregistreurs à 12 plumes ; l'allure de la courbe obtenue donne toutes les indications nécessaires.

Avant de passer à l'examen des appareils qui font suite aux oscillateurs étalons, disons quelques mots des projets en cours de réalisation. Comme je l'ai déjà dit, 3 nouveaux étalons vont s'ajouter aux précédents dans peu de temps, mais ils leur seront iden-

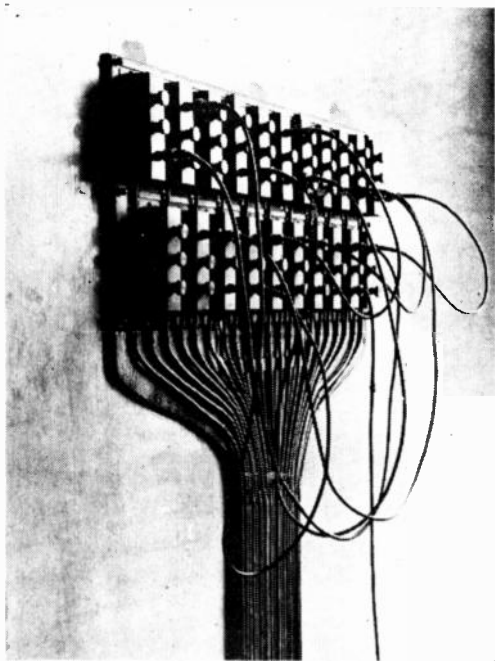


Fig. 7. — Répartiteur H.F. des étalons

tiques, à part l'amplificateur d'entretien. Pour les suivants, de nouveaux cristaux sont envisagés, dérivés soit des barreaux, soit des anneaux, de toute façon avec une masse accrue, car c'est là un des points essentiels. Pour les amplificateurs d'entretien il y a encore à améliorer la durée des tubes (tout en réduisant la consommation), la régulation de la phase, etc ; mais on peut songer aussi à combiner les avantages respectifs des oscillateurs et des résonateurs. Enfin le thermostat à pont décrit plus haut n'est pour nous qu'une étape provisoire, du fait de la présence du relais ; la suppression de ce dernier est à l'étude, et le réglage entièrement continu paraît le but final à rechercher.

III. Accessoires.

Les courants à 100 kc/s fournis par les oscillateurs quittent les souterrains sous une tension de

l'ordre du volt et sont acheminés par un réseau de câbles coaxiaux. Ils arrivent tout d'abord dans une pièce du sous-sol où se trouvent des amplificateurs à plusieurs sorties permettant de relever le niveau et de distribuer les courants dans divers circuits sans interaction. Une sortie de chaque amplificateur attaque un démultiplicateur, une autre envoie le courant au rez-de-chaussée vers un grand tableau

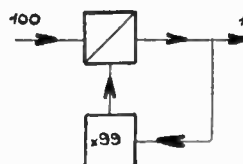


Fig. 8. — Schéma de principe du démultiplicateur à réaction de fréquence

répartiteur à prises coaxiales multipliées et blindées permettant d'opérer toutes les connexions nécessaires (fig. 7).

La question des démultiplicateurs de 100 à 1 kc/s est extrêmement importante non seulement pour la comparaison des étalons (qui s'effectue souvent sans démultiplication) mais également pour toutes leurs applications chronométriques et astronomiques. Aussi avons-nous porté une attention particulière à ce problème ; l'essentiel pour un démultiplicateur est sa sécurité de fonctionnement, et aussi sa simplicité ; un démultiplicateur digne de ce nom ne doit jamais décrocher, et doit fournir un courant à phase stable. Deux types généraux ont été retenus au L.N.R. ; le premier, utilisé à un seul exemplaire et seulement en raison de son courant « sous-produit » à 99 kc/s, est basé sur le mélange du courant à 100 kc/s et de l'harmonique 99 du courant à 1 kc/s de sortie, l'ensemble fonctionnant en circuit fermé (fig. 8). Tous les autres démultiplicateurs sont des chaînes d'oscillateurs synchronisés, soit à relaxation, soit quasi sinusoïdaux. Nous avons utilisé pendant une quinzaine d'années des oscillateurs à pente négative à octodes, de fonctionnement très satisfaisant (certains sont encore en service) ; mais la disparition des octodes et l'apparition des doubles-triodes miniatures nous ont conduits à réaliser des chaînes de multivibrateurs classiques. Enfin pour réduire encore le nombre de tubes, nous avons adopté récemment

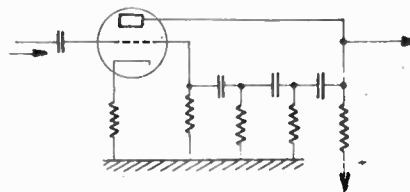


Fig. 9. — Schéma d'un étage démultiplicateur à résistances et capacités

des oscillateurs à ligne à retard à résistances et capacités n'employant qu'un demi-tube par étage (fig. 9). Un tel démultiplicateur réalisant le rapport $\frac{1}{1 \times 5 \times 5}$ avec un étage de sortie, dans 2 tubes en

tout, peut tenir dans une boîte de $8 \times 11 \times 12$ cm. Désormais nos démultiplicateurs seront de ce type

et seront réunis dans un même coffret avec l'amplificateur à 100 kc/s à sorties multiples correspondant. L'encombrement total est ainsi fort réduit (fig. 10). Un des démultiplieurs possède des sorties supplémentaires fournissant les fréquences 5 et 10 kc/s, fort utiles pour certaines mesures.

Tous les courants à 1 kc/s sont amenés du sous-sol à un tableau de jacks multiples au rez-de-chaussée, faisant pendant à celui des courants à 100 kc/s, et rendant possibles toutes les combinaisons désirables. De plus deux amplificateurs spéciaux à très faibles impédances de sortie servent à l'envoi de courants étalons à 100 kc/s et 1 kc/s sur des lignes téléphoniques extérieures. Le premier, destiné au Central téléphonique Saint-Amand, sert au réglage des cou-

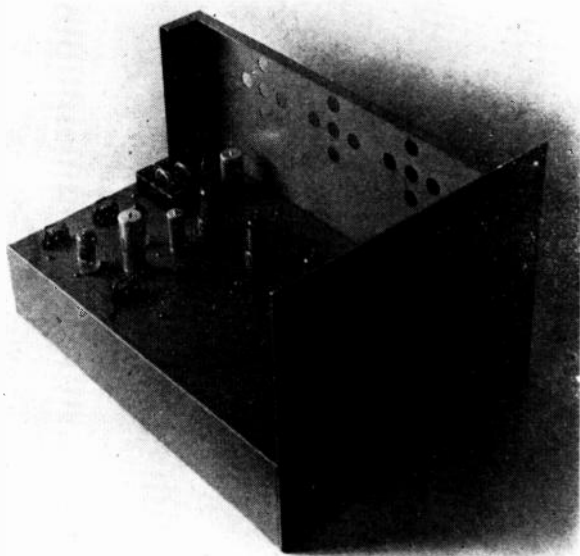


FIG. 10. — Coffret amplificateur triple à 100 kc/s et démultiplieur 100 à 1 kc/s

rants porteurs des câbles coaxiaux. L'autre, acheminé au Central Anjou, y est distribué par les Services Téléphoniques de Paris à un certain nombre d'abonnés, services et laboratoires officiels ou industriels. L'exactitude de la fréquence de ces courants est toujours meilleure que $1,10^{-7}$ et ses corrections peuvent être fournies sur demande avec une décimale de plus.

Pour la comparaison des étalons au moyen des cylindres synchrones, il faut produire des impulsions à la seconde ; c'est le rôle des moteurs synchrones à 1 kc/s avec came de contact qui terminent la chaîne correspondant à chaque étalon. La précision des impulsions produites par ces contacts est de l'ordre de quelques dix-millièmes de seconde ; pour l'améliorer les Ets Belin ont réalisé un modèle sans contact, le moteur synchrone entraînant un système de deux disques à fente défilant entre une lampe et une cellule photoélectrique ; l'impulsion est alors définie à mieux que $1/10\,000$ de seconde. Pour simplifier le matériel et supprimer tout organe tournant, nous avons depuis plusieurs mois mis en service un appareil donnant par démultiplication entièrement électronique des impulsions à la seconde. Il comporte 3 doubles-triodes dont les 2 premières, montées en

oscillateurs à ligne à retard, démultiplient à 200, 40, et 8 c/s (la fréquence 40 a été choisie de préférence à 50 pour éviter les inductions du réseau). Le dernier courant est transformé en impulsions qui synchronisent un oscillateur à blocage à 1 c/s suivi d'un étage de sortie ; ce dernier système a été substitué aux oscillateurs à ligne à retard pour éviter les glissements de phase qui seraient prohibitifs sur des fréquences aussi basses. L'ensemble tient très peu de place et n'a présenté aucun incident.

IV. Comparateurs de fréquence.

Rappelons que depuis 19 ans la comparaison permanente et automatique des étalons du L.N.R., aussi bien entre eux qu'avec les horloges de l'Observatoire de Paris (par lignes directes), s'effectue au moyen de cylindres enregistreurs synchrones réalisés sur nos indications par les Ets Belin, et qui ont constitué les prototypes de toute une famille de chronographes répandus maintenant à de nombreux exemplaires en France et à l'Étranger. Le cylindre fait 1 T/s grâce à un moteur synchrone à 1 kc/s alimenté par l'étalon directeur ; une vis mue par engrenages déplace parallèlement à l'axe un chariot portant les inscripteurs, l'inscription étant obtenue par grattage mécanique d'un papier ciré. La pente des courbes représente l'écart de fréquence ; dans le modèle actuel, dont le papier se change chaque semaine, $1/100\,000\,000$ de la fréquence se représente par une inclinaison de $2/3$ mm sur 10 cm. Pour pou-

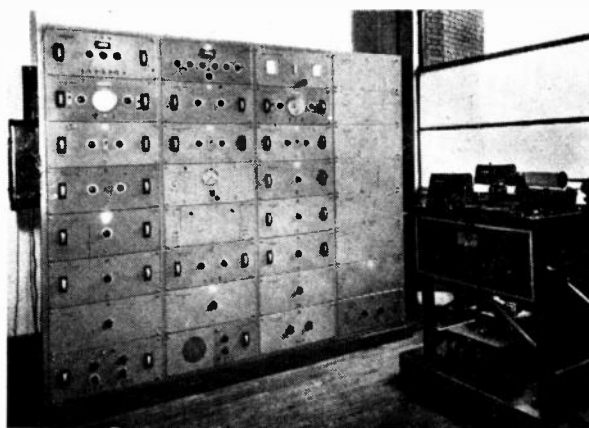


FIG. 11. — Salle des comparateurs automatiques de fréquence (Cliché Desboutines).

voir enregistrer avec un petit nombre de plumes le grand nombre de contacts fournis par les moteurs synchrones ou démultiplieurs de nos étalons, ainsi que ceux de l'Observatoire, nous avons installé un distributeur rotatif qui branche 2 plumes pendant 30 s successivement sur 12 lignes différentes ; on obtient ainsi des lignes pontillées, mais qui paraissent continues. Toutes les 6 heures une plume spéciale inscrit un courant à 50 c/s commandé par l'Observatoire, et qui trace une ligne verticale servant de repère horaire. Un cylindre sensiblement identique et un autre de grandes dimensions à vitesses variées du chariot complètent l'ensemble pour des déterminations particulières (fig. 11).

Jusqu'à ces dernières années la comparaison à

l'Observatoire posait un problème supplémentaire, ses garde-temps battant le temps sidéral alors que nos étalons suivent le temps solaire. Nous tournions la difficulté par l'emploi de « transformateurs de temps », alternateurs à déphasage continu opérant la conversion de fréquence dans le rapport $1/1,002\,737\,099$ ou l'inverse. (1) Nous gardons ces appareils en

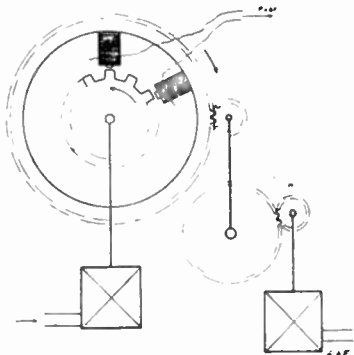


FIG. 12. — Schéma de principe de l'alternateur à déphasage continu

réserve, mais ils ne servent plus actuellement, car l'Observatoire, ayant adopté notre appareillage, a fini par abandonner le temps sidéral pour ses propres garde-temps ; il le reconstitue ensuite par un transformateur de temps.

Mais la méthode du déphasage continu a alors été appliquée à l'addition et à la soustraction de fré-

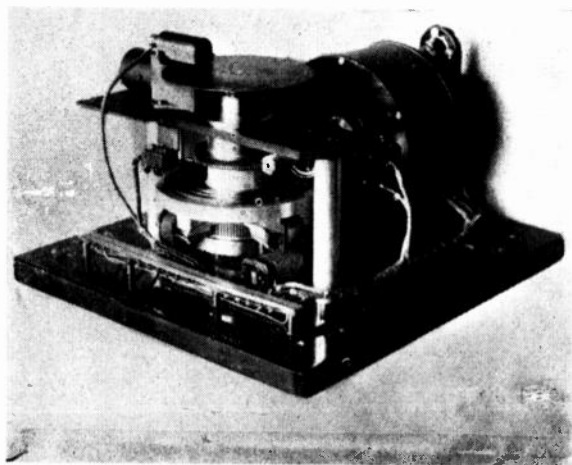


FIG. 13. — Alternateur à déphasage continu pour addition de fréquences

quences quelconques, le mouvement du rotor et le glissement du stator étant produits par deux moteurs synchrones indépendants (fig. 12 et 13). On obtient en somme le même résultat que dans un changement de fréquence par modulation, mais avec une seule composante finale au lieu de trois. Ce principe a été appliqué en particulier pour produire des fréquences étalons en décades à partir des harmoniques d'un courant à 100 c/s étalon. Enfin les Ets Belin ont réalisé sur ce principe pour l'Observatoire un appareil très remarquable qui, par 3 sys-

(1) Si la phase φ d'un courant $I \sin(\omega t + \varphi)$ varie proportionnellement au temps il est évident que cela revient à un courant $I \sin(\omega t + \alpha t) = I \sin(\omega + \alpha)t$ de pulsation $\omega + \alpha$.

tèmes en cascade, permet de corriger la fréquence des contacts d'une horloge (ce qu'on appelle sa marche) par bonds de 1 ms par jour, sans toucher en quoi que ce soit l'horloge elle-même (fig. 14).

Par ailleurs, l'un des moteurs synchrones à contacts servant à enregistrer nos étalons possède un

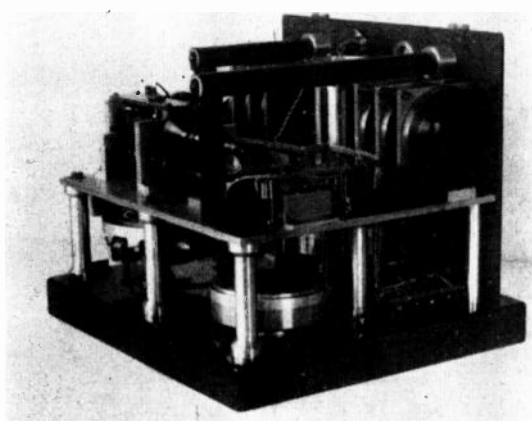


FIG. 14. — Correcteur de marche Belin

contact déphasé en permanence de $1/10\,000$ à chaque tour, ce qui permet d'enregistrer sur le cylindre synchrone normal le courant à 1 000, 1 c/s provenant de l'étalon décalé.

Signalons encore un dispositif synchrone que nous avons récemment mis au point, et qui a pour but de comparer facilement à l'oscillographe des fréquences extrêmement basses, le plus souvent de l'ordre

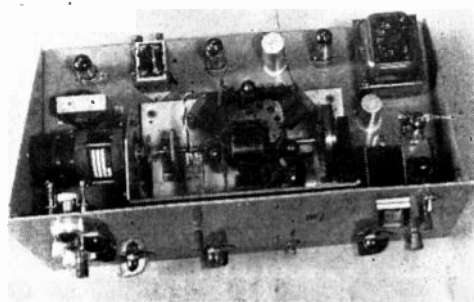


FIG. 15. — Générateur de balayage circulaire synchrone lent

de 1 c/s. Un moteur synchrone alimenté par le courant étalon fait tourner un axe à une vitesse de 1 tour pour 1 000 cycles ; cet axe entraîne le rotor d'un selsyn diphasé alimenté par un courant B.F. (de fréquence indifférente). Les courants recueillis aux deux stators, après redressement, produisent deux tensions sinusoïdales en quadrature, à la fréquence de 1 cycle pour 1 tour de l'axe ; appliquées à l'oscillographe, elles déplacent circulairement le spot à la même vitesse. La fréquence à étudier, sous forme d'impulsions, commande l'éclat de ce spot, qui se marque ainsi sur le cercle ; un contact déphasable, produit par l'axe du moteur synchrone, fournit un point fixe de référence. Un tel appareil est en particulier très précieux pour le réglage des oscillateurs synchronisés à fréquence très basse (fig. 15).

Bien que les cylindres synchrones fournissent une précision déjà fort élevée, ils nécessitent un certain temps pour l'obtenir et ne peuvent convenir pour des opérations rapides. Divers systèmes ont dû être mis au point pour tourner cette difficulté ; ils découlent tous de la considération de la formule $f/t = n$. Pour améliorer la connaissance de f il faut, si l'on

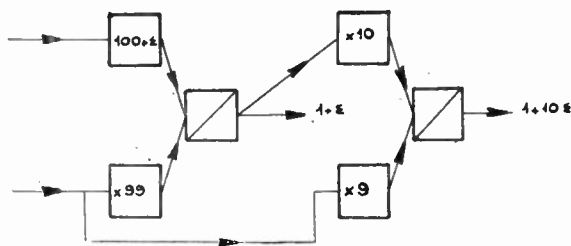


FIG. 16. — Schéma de principe du multiplicateur d'écarts

ne veut pas augmenter t , soit augmenter la fréquence elle-même, soit mieux définir le nombre d'oscillations.

Plusieurs ensembles, montés dans les divers bâtis, nous permettent de multiplier les fréquences ou les différences de fréquence. Le premier, réalisé par les Ets Belin dans le but d'améliorer la précision des comparaisons par enregistrement synchrone, évite la démultiplication initiale fournissant le courant

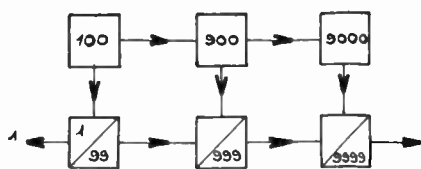


FIG. 17. — Schéma de principe du générateur à 9 999 kc/s

à 1 kc/s qui entraîne le moteur synchrone. En faisant battre le courant à 100 kc/s d'un des étalons avec le courant à 99 kc/s (fourni par le démultipliateur) de l'autre, on obtient un courant à 1 kc/s dont l'écart par rapport à l'étalon est 100 fois plus grand que celui du courant obtenu par démultiplication. En effet dans le premier cas : $(100 + \varepsilon)/100 = 1 + \varepsilon/100$; dans le second : $(100 + \varepsilon) - 99 = 1 + \varepsilon$. Un étage supplémentaire répétant la même opération en multipliant les deux courants à 1 kc/s par 9 et 10 donne : $(1 + \varepsilon) \times 10 - 9 = 1 + 10\varepsilon$, et permet d'obtenir une sensibilité 1 000 fois plus grande que la normale (fig. 16). Il peut aussi servir tout seul, pour multiplier par 10 l'écart de fréquence entre deux courants à 1 kc/s quelconques.

Le deuxième ensemble, construit aux Laboratoires Radioélectriques, produit un résultat analogue, mais en haute fréquence. Il comporte plusieurs chaînes comprenant chacune des multiplicateurs fournissant 1 Mc/s, puis 10 Mc/s, à partir du courant à 100 kc/s. Une chaîne supplémentaire délivre, par multiplication et modulation, les fréquences 99, 999, et 9999 kc/s (fig. 17). Divers mélangeurs produisent, par combinaison de ces fréquences, des courants à 1 kc/s contenant 1 fois, 10 fois ou 100 fois l'écart initial entre les courants à 100 kc/s, c'est-à-dire 100, 1 000 ou 10 000 fois l'écart obtenu par démultiplication (fig. 18). En particulier l'emploi des fréquences

10 000 et 9999 kc/s fournit pratiquement le même résultat que la comparaison entre les harmoniques 100 d'un étalon normal et de l'étalon décalé à 100 010 c/s.

Les courants à 1 kc/s issus de cet appareil sont acheminés dans un ensemble de compteurs de battements qui enregistrent les différences de fréquences directement en ordonnées en fonction du temps. Deux modèles ont été étudiés et construits au L.N.

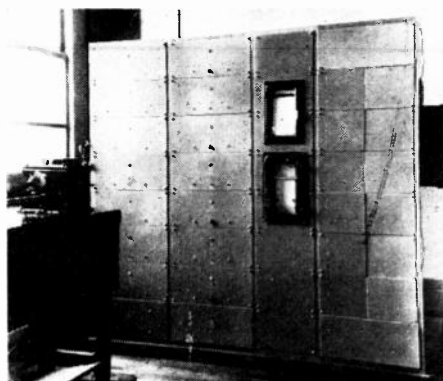


FIG. 18. — Bâti des comparateurs H.F. et des enregistreurs des thermostats

R., l'un et l'autre se terminant par un fréquencemètre enregistreur à décharge de condensateur : un relais, actionné par le courant de battement détecté, décharge, à chaque passage en phase des courants à 1 000 c/s, un condensateur dans le microampère-mètre enregistreur (avec circuit à constante de temps) et le charge à tension constante pendant le reste du temps. Le courant indiqué est fonction quasi logarithmique de la cadence des battements. Sur les enregistreurs, dont l'un est à 6 courbes, 0,1 c/s est représenté par 1 cm environ ; il est intéressant de remarquer que, sur les enregistrements obtenus, l'échelle des fréquences (en opérant sur 10 Mc/s) aurait son origine à 1 000 km de la feuille.

Le premier type de compteurs détecte simplement le mélange des courants à 1 kc/s, après écré-

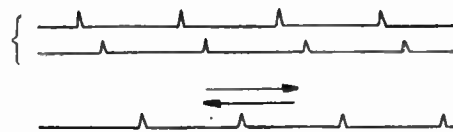


FIG. 19. — Coïncidences d'impulsions pour indication de signe

tage par des basculeurs pour éliminer les variations éventuelles d'amplitude. Il existe en trois exemplaires. Le deuxième, plus complexe, emploie les coïncidences d'impulsions produites par les deux courants ; cela permet certains artifices supplémentaires. Tout d'abord la série d'impulsions produite par l'un des courants (de fréquence f) est dédoublée en deux séries légèrement décalées en phase. L'autre courant, de fréquence $f + \Delta f$, se comporte comme un courant de fréquence f dont la phase glisserait proportionnellement au temps ($\varphi = 2\pi \Delta f t$). La série d'impulsions correspondantes entrera en coïncidence successivement avec les deux séries d'impulsions du premier courant. C'est l'une ou l'autre

de celles-ci, suivant le signe de la différence de fréquence, qui entrera la première en coïncidence (fig. 19) ; un système de basculeur traduit ce choix en un courant continu dont le signe, dans un appareil de mesure (au besoin enregistreur), indique le signe de la différence. De plus, par redressement des 2 alternances des courants produisant les impulsions, on peut multiplier par 2 ou par 4 le nombre des coïncidences, et ainsi la sensibilité de la mesure. Cet appareil est double, le total des différences de fréquences que nous pouvons compter simultanément étant ainsi de 5.

Lorsque la fréquence à étudier n'est pas très voisine d'une valeur ronde, la cadence des battements

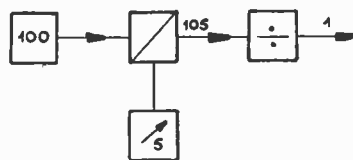


FIG. 20. — Schéma de principe du générateur de « faux zéro ».

peut devenir trop rapide pour permettre un comptage commode. Il est alors pratique de la faire battre non plus avec un courant à 1 000 c/s exact, mais avec un courant repère réglable dans un tout petit domaine, et extrêmement stable. Notre générateur de « faux zéro » fonctionne de la façon suivante : un courant à 100 kc/s étalon est modulé par un oscilateur à haute stabilité (dont nous verrons le principe plus loin) réglable entre 1 850 et 5 150 c/s. La fréquence composée voisine de 105 kc/s, filtrée, est

démultipliée dans le rapport $\frac{1}{3 \times 5 \times 7}$, ce qui fournit une fréquence réglable entre 998,5 et 1 001,5 c/s, avec une stabilité largement supérieure à la sensibilité du compteur (fig. 20).

Tous ces comparateurs nous rendent les plus précieux services tant pour la mesure ou la surveillance de fréquences à mesurer, que pour l'étude et la mise au point des étalons. Des écarts de 1 milliardième étant nettement visibles, on peut mettre en évidence les variations dues à des changements de tension, à un fonctionnement défectueux des thermostats, etc.

Mais nous ne nous arrêtons pas à ces résultats et les projets ne manquent pas, dont la réalisation est proche. Ils sont basés, pour beaucoup, sur les remarquables possibilités des compteurs électroniques binaires ou décimaux, dont nous étudions les appli-

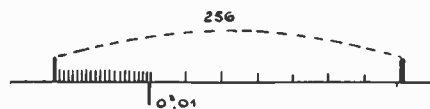


FIG. 21. — Principe de l'« amplificateur de temps » Belin.

cations. Citons en particulier un dispositif conçu aux Ets Belin sur notre demande, dans lequel le compteur joue le rôle d'une minuscule machine à calculer, et qui permet d'augmenter la précision des chronographes à cylindre. Cette fois ce n'est plus la pente des courbes qui se trouve multipliée (comme

dans le cas des multiplicateurs d'écarts) mais c'est la sensibilité en temps, en ordonnée, elle-même. Celle-ci se trouve normalement limitée par les inerties mécaniques à un peu mieux que 1 ms ; après le signal initial, l'« amplificateur de temps » Belin en inscrit un deuxième, au bout d'un temps qui représente, par exemple, 40 fois le temps écoulé entre un instant repère et le signal original ; l'inertie n'intervient donc plus, et on peut lire ce vernier à 1/20 000 s près. Pour cela, le signal original déclenche un compteur à 256 places et l'alimente en impulsions à 20 000 c/s ; une impulsion repère (le centième de seconde qui suit le signal) substitue aux impulsions à 20 000 c/s d'autres à 1 000 c/s ; quand le compteur a compté au total 256 impulsions, il déclenche l'inscription du signal auxiliaire. On peut considérer cet appareil comme une sorte de pantographe d'impulsions, dont le point fixe serait le repère à 1/100 s (fig. 21). La maquette que nous avons eue entre les mains nous a donné des résultats remarquables pour l'étude fine des contacts d'horloges synchrones, des signaux horaires, des relais, etc.

En pratique actuellement, tous nos étalons sont comparés par enregistrement sur un cylindre synchrone, certains d'entre eux par enregistrement de compteurs de battements : de plus chaque jour des mesures directes sont effectuées en H.F. sur les harmoniques 100.

V. Appareillage de mesures.

Tout l'appareillage que nous venons de décrire a pour but en quelque sorte l'étalonnage des étalons ; il s'agit ensuite d'utiliser la fréquence ainsi déterminée pour mesurer une fréquence inconnue. Nous avons donc des générateurs d'harmoniques créant des chaînes de fréquences connues, des interpolateurs raccordant la fréquence inconnue à la fréquence connue la plus voisine, et bien entendu des récepteurs permettant l'écoute des notes de battements obtenues. Le tout constitue de grands bâtis.

La baie des récepteurs comprend deux récepteurs A.M.E., l'un de 100 à 2 000 kc/s, l'autre de 500 à 30 000 kc/s (auquel nous avons adjoint un changement de fréquence supplémentaire à fréquence locale fixe de 2 Mc/s pour étendre sa gamme à 15 kc/s en gardant la M.F. à 172 kc/s), et un récepteur National de 30 à 300 Mc/s. Le récepteur choisi peut être suivi d'un amplificateur filtreur à basse fréquence comportant 2 étages à circuit accordé avec limiteur d'amplitude et étage en classe C ; cela permet d'obtenir des notes de battements pures malgré les brouillages et les fluctuations. Si cela est nécessaire on peut lui adjoindre un système à seuil coupant complètement les faibles amplitudes ; il comprend un tube à néon en série avec une résistance aux bornes de laquelle se branche le circuit d'utilisation ; il est évident qu'il n'apparaît de signal à la sortie que si la tension appliquée au tube dépasse sa tension d'amorçage.

Comme générateur d'harmoniques, nous utilisons toujours le « modulateur synchrone » décrit il y a 15 ans, qui permet d'intercaler, entre les harmoniques entiers de l'étalon, des fréquences supplémentaires rigoureusement espacées. Les uns et les autres sont produits par 2 multivibrateurs synchronisés en

cascade, le second pouvant s'accrocher sur tous les sous-multiples de 100 kc/s jusqu'au 25^e. D'autre part l'ensemble L.R. dont nous parlerons tout à l'heure fournit les multiples décimaux de 1 kc/s, 10 kc/s, 100 kc/s, et 1 Mc/s, choisis par de simples commutateurs.

Pour les fréquences basses nous disposons d'un autre générateur de multiples de 1 kc/s (de 2 à 10), un identique de 100 à 900 c/s par bonds de 100, et deux autres de 200 à 1 400 c/s par bonds de 200.

Les appareils d'interpolation sont également divers et adaptés au but poursuivi dans chaque cas. Tout d'abord un fréquence-hétérodyne H.F. pour le dégrossissage, puis trois fréquencemètres hétérodynes B. F.

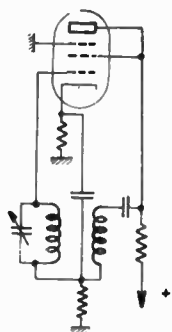


FIG. 22. — Oscillateur à contre-réaction

permettant de déterminer les différences de fréquences. Le premier générateur B.F. (Ferisol interférentiel), dont la gamme s'étend de 20 à 20 000 c/s, permet une lecture rapide à 1 c/s près dans les valeurs audibles ; il est comparé par figures de Lissajous avec le courant à mesurer. Le deuxième, très particulier, a été conçu et réalisé par le Département ; il possède deux réglages, l'un rapide de 150 à 1 050 c/s, l'autre très lent dans une gamme de ± 5 c/s ou ± 25 c/s autour de toute fréquence fournie par le

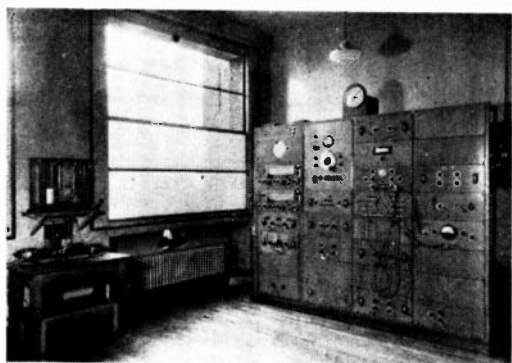


FIG. 23. — Bâti principal de mesures. De gauche à droite : récepteurs, générateurs d'harmoniques, générateurs d'interpolation. (Cliché Desboutsins).

premier réglage. Il comprend un montage à résistances et capacités, la fréquence pouvant ainsi s'écrire : $f = k \frac{1}{c}$. En constituant la capacité c par deux condensateurs variables c_1 et c_2 en série, on peut écrire : $f = k \left(\frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2} \right)$ c'est-à-dire : $f = f_1 + f_2$. En faisant varier c_1 ou c_2 on fait varier f_1 ou f_2

indépendamment l'une de l'autre. Cet appareil sur lequel on apprécie 0,01 c/s fournit deux tensions en quadrature qui, appliquées à un oscillographe cathodique, produisent un balayage circulaire ; le courant à mesurer, agissant sur l'électrode de Wehnelt, donne un ou plusieurs secteurs lumineux dont l'immobilisation indique le réglage correct. Ce procédé est préférable à l'emploi des simples courbes de Lissa-

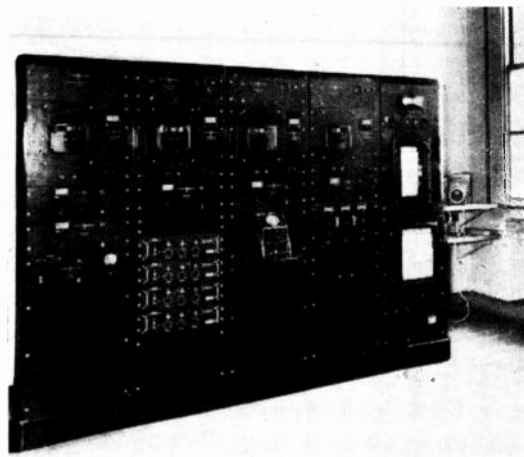


FIG. 24. — Bâti L. R. et compteurs de battements (Cliché Desboutsins).

jous, car il indique le signe des écarts par le sens de rotation des images. Un bouton de calage permet de remettre à zéro la graduation fine par rapport à une fréquence étalon.

Le troisième générateur donne un résultat identique, mais seulement entre 985 et 1 015 c/s ; il emploie un montage à inductance et capacité avec forte contre-réaction (décrit par M. SAUTEL dans une note du S.R.C.T., et utilisé aussi dans notre oscillateur de « faux-zéro »), doué d'une très grande stabilité (fig. 22) ; il sert dans les mêmes conditions que le précédent lorsque la fréquence à mesurer est en

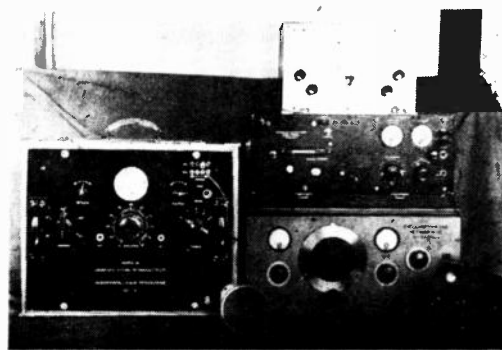


FIG. 25. — Ensemble portatif de mesures : à gauche : oscillateur à quartz à modulation synchrone. à droite, de haut en bas : récepteur, fréquencemètre-hétérodyne H.F., fréquencemètre-hétérodyne B.F., oscillographe

rapport entier avec 1 kc/s. L'étalonnage précis d'oscillateurs ayant des gammes aussi restreintes pose des problèmes très spéciaux ; par des méthodes d'observation stroboscopiques à l'oscillographe des courbes de battements, nous avons pu les étalonner

avec des intervalles entre points nettement inférieurs à 1 c/s. (fig. 23).

Nous disposons également d'un ensemble fréquences-mètre L.R. qui fut décrit ici par M. BERMAN et qui opère sans interpolation sur la fréquence originale, par soustractions successives des diverses tranches de chiffres, fournissant ainsi de façon presque automatique le résultat des mesures en lecture directe jusqu'à 10 Mc/s (fig. 21).

Rappelons le matériel portatif, existant depuis déjà longtemps, mais qui a été rénové. Sa pièce centrale est un quartz à 100 kc/s à modulation synchrone, avec tous les appareils de réception et d'interpolation. Sa précision est de quelques millièmes (fig. 25).

Lorsqu'il s'agit de mesurer des émissions de très haute précision calées sur des fréquences rigoureuses ; il devient nécessaire de prendre certaines dispositions particulières. C'est le cas pour les émissions de fréquences-étalons telles que celles de WWV, MSF, ou Droitwich. Ces problèmes revêtent pour le Département une grande importance, du fait qu'une commission du C.C.I.R., dont la responsabilité m'a été confiée, étudie les possibilités d'extension mondiale d'émissions de ce genre sur ondes décimétriques. Dans ce dernier cas, les fréquences utilisées sont, on le sait, les multiples de 5 Mc/s (Washington WWV, Hawaï WWVH, Rugby MSF, Turin) ; nous utilisons alors les harmoniques de l'étalon décalé à 100 010 c/s. La note de battements se trouve ainsi très voisine d'un multiple de 500 kc/s, que l'on compare au fréquences-mètre-hétérodyne à 1 kc/s décrit plus haut, grâce au balayage circulaire de l'oscillographe. En cas de mouvements de la figure, il est facile de distinguer les fluctuations de phase (balancements de la courbe) des variations de fréquence (rotations).

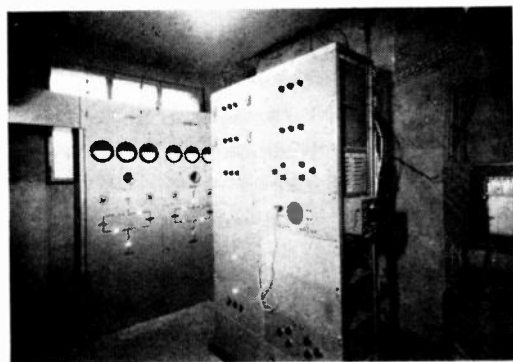


FIG. 26. — Salle des appareils auxiliaires (à droite) et du tableau d'alimentation (à gauche) (Cliché Desbouts).

Mais pour les fréquences relativement basses, ce procédé devient insuffisant. Il est possible de produire, après réception sans changement de fréquence, un harmonique élevé de la fréquence à mesurer, et « on se trouve ramené au problème précédent ». C'est le cas par exemple pour Droitwich 200 kc/s, grâce à un récepteur spécial avec multiplicateur à quartz-filtre. Pour MSF 60 kc/s nous faisons battre l'émission avec la fréquence 60 006 c/s issue du quartz à 100 010, ce qui donne 6 battements par seconde,

et nous enregistrons ceux-ci sur le gros cylindre synchrone. La pente des 6 droites ainsi obtenues permet de lire finalement environ 1 milliardième de la fréquence initiale.

VI. Alimentation.

Deux sortes d'alimentations sont prévues pour nos installations : 1) tous les appareils dont le fonctionnement doit rester absolument ininterrompu



FIG. 27. — Régulateurs de tension alternative (Cliché Desbouts).

(oscillateurs-étalons, amplificateurs, démultiplicateurs, moteurs et cylindre synchrones) sont alimentés par batteries d'accumulateurs ; 2) tout le reste de l'appareillage est alimenté en alternatif par un réseau spécial.

L'ensemble de batteries a été inspiré par les installations d'énergie utilisées par le Service des Lignes Souterraines à Grande Distance des P.T.T. pour ses stations de répéteurs. Deux jeux de chacune des batteries nécessaires aux filaments (18,8 V), aux anodes (220 V), et aux circuits auxiliaires, thermostats, etc. (18 V). Un jeu débite sur les circuits d'utilisation sans aucune connexion avec le réseau ; pendant ce temps l'autre jeu est disponible pour son entretien et sa recharge ; l'échange s'effectue périodiquement sans aucune discontinuité. Les batteries, capables d'alimenter tout l'ensemble de nos appareils pendant 30 à 40 heures, remplissent une grande salle spéciale ; des régulateurs électromagnétiques de tension règlent de plus les circuits à 18,8 V et 220 V à 1 % près (fig. 26).

Le réseau alternatif du Département est complètement indépendant de celui du reste du L.N.R., un transformateur spécial lui étant affecté dans la

cabine haute tension. Il comporte un régulateur de tension à 1 % sur chacune des 3 phases, constitué par un régulateur d'induction que déplace un moteur déclenché par des relais voltmétriques (fig. 27). Comme les étalons normaux sont alimentés sur batteries, nous avons prévu, pour le cas d'une panne totale de celles-ci, une chaîne complète d'étalon de secours entièrement sur alternatif.

Le même souci de service ininterrompu nous a

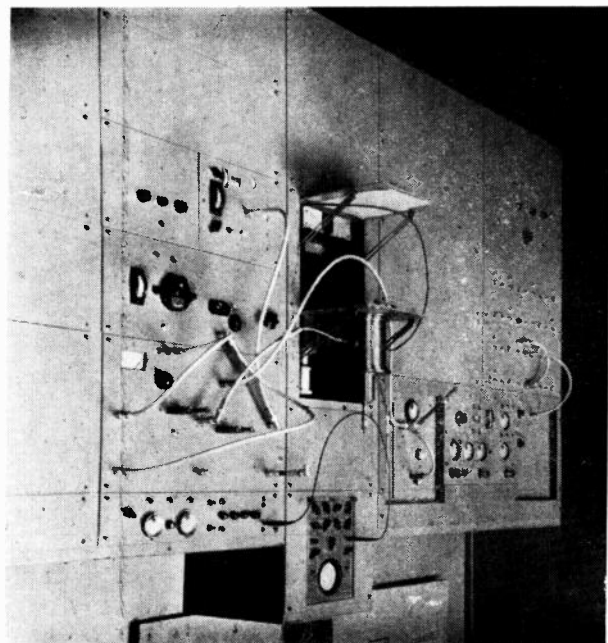


FIG. 28. — Bâti de mesures pour hyperfréquences
— à gauche : chaîne de production d'harmoniques et klystron-multiplicateur
— à droite : klystron-réflex, mélangeurs et modulateurs
— au centre : cavité résonnante en cours d'étalonnage

amenés à choisir, pour tous les enregistreurs, des moteurs mécaniques à remontage électrique, ayant ainsi une réserve de marche dépassant 24 heures.

VII. Mesures d'hyperfréquences.

Nos bâti normaux de mesures peuvent utiliser les harmoniques d'étalons jusqu'aux environs de 300 Mc/s ; l'emploi de certains artifices, en particulier d'oscillateurs auxiliaires servant de relais de fréquence, repousse cette limite aux environs de 500 à 600 Mc/s. Mais ces valeurs seraient à l'heure actuelle notoirement insuffisantes ; il nous a donc fallu réaliser toute une installation spéciale, toujours basée sur les harmoniques de nos étalons à 100 kc/s, mais couvrant les gammes d'hyperfréquences. L'ensemble d'exploitation, entièrement étudié et réalisé au Département par M. GABRY, comprend actuellement tout l'appareillage nécessaire aux mesures dans la bande des 3 000 Mc/s ; celui qui est destiné à la bande des 10 000 Mc/s a fonctionné en maquette ; l'extension à 30 000 Mc/s est à l'étude.

Le bâti (fig. 28) comprend tout d'abord un ensemble producteur de points fixes réunissant : un générateur d'harmoniques fournissant un courant à 1

Mc/s pouvant au besoin être modulé en amplitude ; un générateur fournissant les fréquences 2, 4, 5, 7 et 9 Mc/s ; 12 tiroirs de multiplicateurs mélangeurs prérégles produisant 12 fréquences réparties entre 90 et 100 Mc/s avec une puissance de 0,2 W ; un étage tripleur délivrant les 12 fréquences comprises entre 270 et 300 Mc/s avec une puissance de 4 W ; après adaptation par lignes coaxiales, un klystron multiplicateur S.F.R. dont la cavité de sortie peut

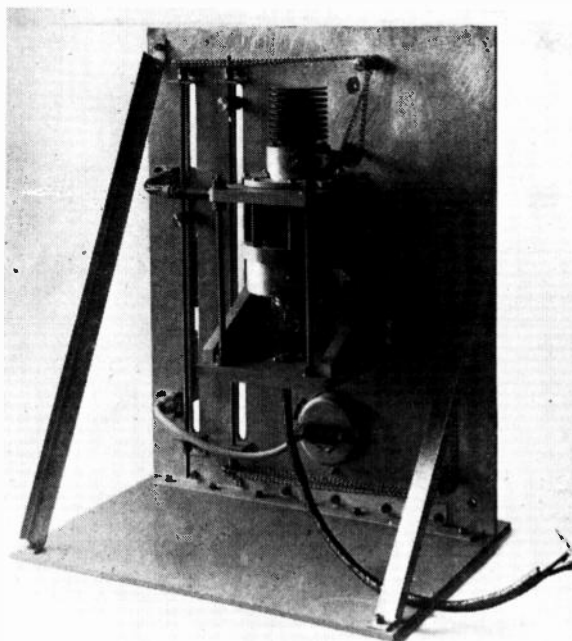


FIG. 29. — Klystron multiplicateur S.F.R. 300 à 3 000 Mc/s

s'accorder sur les harmoniques 8 à 14 de sa cavité d'entrée, et donnant ainsi 80 fréquences à peu près régulièrement réparties entre 2 160 et 4 275 Mc/s (7 à 14 cm), avec une puissance de 10 mW (fig. 29).

Un dispositif simplifié est à l'étude, pour obtenir les harmoniques des 12 fréquences 90-100 Mc/s directement par des multiplicateurs à cristal, sans utiliser le klystron-multiplicateur, dans les cas où une puissance appréciable n'est pas nécessaire. De plus cet appareillage faciliterait les mesures aux fréquences comprises entre 300 et 3 000 Mc/s.

A la suite de l'ensemble producteur de points fixes se trouvent les organes de mesures proprement dits. La pièce maîtresse en est un panneau comprenant un modulateur à cristal et un distributeur d'énergie hyperfréquence, employant deux T magiques coaxiaux annulaires, avec adaptation par tronçons de lignes coaxiales réglables (fig. 30) ; le tout est attaqué simultanément par : 1) le générateur de points fixes, à travers un affaiblisseur ; 2) un klystron-réflex modulable en fréquence par un signal en dents de scies ; 3) éventuellement un générateur auxiliaire réglable entre 50 kc/s et 70 Mc/s. Le courant résultant est injecté dans le fréquencemètre à étalonner, dont le détecteur attaque soit un galvanomètre, soit les plaques de déviation verticale d'un oscillographe ; dans ce dernier cas le balayage horizontal provient du générateur de dents de scies

modulant le klystron-réflex. Sur l'écran apparaît donc la courbe de résonance du fréquencesmètre ; les points fixes produisent un élargissement de la courbe dû aux battements résultants ; on peut donc repérer avec très grande précision la position de la courbe par rapport à eux, déterminer sa largeur, etc. La modulation des fréquences fixes par le générateur *H.F.* réglable permet de produire des fréquences repères réglables de façon continue.

L'appareillage destiné à l'extension des mesures à la bande des 3 cm est tout à fait identique ; il se placera à la suite du klystron multiplicateur après un tripleur de fréquence, actuellement à cristal, mais ultérieurement à klystron multiplicateur.

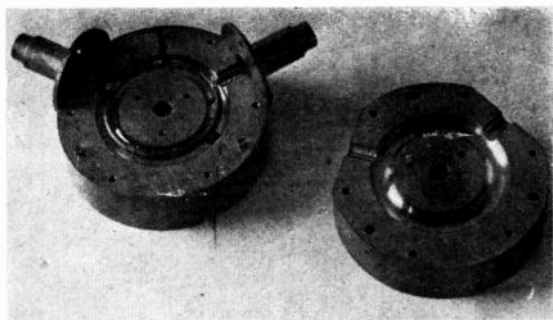


Fig. 30. — T magique

Parallèlement à la recherche de ces objectifs immédiats, se poursuit l'étude préliminaire des conditions de réalisation d'étalons de fréquence basés sur des raies spectrales, ce que l'on appelle avec une certaine emphase l'horloge atomique. Le problème extrêmement complexe de l'utilisation des résonances moléculaires ou atomiques présente, vous le savez, un intérêt de premier plan pour beaucoup de domaines scientifiques, en particulier pour la constitution d'étalons de fréquences sans dérive ; il n'est pas question, dans l'état actuel du matériel nécessaire, d'en faire de véritables garde-temps, mais plutôt de les considérer comme des fréquencesmètres de très haute qualité et immuables, auxquels on viendrait comparer de temps en temps des oscillateurs étalons plus maniables, tels que des quartz. Tout cela nécessite des études préliminaires importantes, auxquelles notre Département peut apporter une contribution ; des dispositifs de discrimination et de réglage de fréquence ont déjà été envisagés.

VIII. Applications scientifiques.

Ayant à notre disposition un outil précis et souple, nous avons pu l'appliquer à quantité de problèmes parfois fort éloignés des radiocommunications proprement dites ; j'oserais même dire que c'est lorsqu'un problème sort vraiment de l'ordinaire qu'on pense à nous pour essayer de le résoudre... Mais il y en a aussi beaucoup qui se posent d'eux-mêmes. Nous en verrons quelques-uns des plus importants, à titre d'exemples.

Nous avons signalé déjà les mesures effectuées sur les émissions de fréquences-étalons. L'extrême stabilité de celles-ci, jointe à la sensibilité encore plus

grande des ensembles de mesures, permet de mettre en évidence des phénomènes fort ténus dus à la propagation, et qui passeraient inaperçus sans cela. J'ai déjà eu l'occasion d'exposer ces questions lors du Congrès d'Electronique. Rappelons qu'on observe des fluctuations de phase et même des variations de fréquence causées par les variations perpétuelles de la durée du trajet des ondes ; les unes et les autres sont en moyenne plus marquées sur les plus longues des ondes décimétriques. Les écarts de fréquence dus à l'effet Doppler sont généralement maxima lorsque le trajet des ondes est coupé par la ligne de lever ou de coucher du soleil, et atteignent plusieurs dix-millionièmes (fig. 31). Il est également possible d'étudier et de suivre les variations de phase, par exemple sur la modulation musicale. On conçoit tout l'intérêt de ces observations, tant pour l'utilisation des fréquences-étalons que pour l'étude de la propagation.

Parmi les innombrables applications des méthodes de mesure des fréquences à la mesure des temps, signalons le bouleversement apporté dans les services horaires des observatoires par ces nouvelles méthodes. C'est ainsi que progressivement l'Observatoire de Paris, siège du Bureau International de l'Heure, a adopté, en plus des horloges à diapason puis à quartz, tout l'appareillage de machines synchrones et de comparaison de fréquence dérivé des études effectuées au L.N.R. En conséquence la magnifique salle nouvelle du B.I.H. contient maintenant un grand nombre de cylindres et horloges synchrones, systèmes multiplicateurs d'écarts, etc. Nous sommes reliés à l'Observatoire par 7 lignes directes sur lesquelles circulent dans les deux sens des courants à 1 000 c/s et des tops à la seconde, nos étalons respectifs étant en quelque sorte mis en « pool », pour employer une expression à la mode.

Remarquons que les radioélectriciens et les astronomes considèrent les oscillateurs étalons sous deux

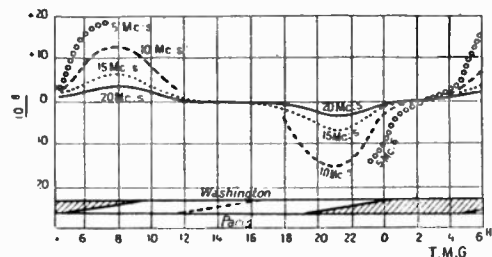


Fig. 31. — Erreur moyenne des fréquences de WWV reçues à Paris au mois de mai 1948, en fonction de l'heure. Dans le bas, heures du lever et du coucher du soleil entre Washington et Paris

aspects opposés. Les radioélectriciens ne s'intéressent à l'heure marquée par des garde-temps (l'« état ») que pour en déduire la « marche », c'est-à-dire la fréquence ; au contraire les astronomes n'utilisent la fréquence de leurs appareils (la marche) que pour en extrapoler l'état, c'est-à-dire l'heure qu'ils marqueront.

Nous avons fait certaines expériences sur la réception des signaux horaires. La précision de leur réception restait jusqu'à ces derniers temps de l'ordre de 1/1 000 s, la décimale suivante est désormais attein-

te dans divers pays. Un premier procédé que nous avons utilisé pour l'étude de ces problèmes est l'« amplificateur de temps » des Ets BELIN. Un autre a été mis en œuvre spécialement pour l'étude détaillée des signaux horaires du type WWV qui, on le sait, comprennent chacun 5 cycles d'une modulation à 1 000 par seconde. Dans ce but ces cycles sont transformés en impulsions formant des points lumineux sur l'écran d'un oscillographe cathodique balayé circulairement, suivant les cas à 100 t/s ou à 1 000 t/s, par l'étalon ; dans le premier cas on voit apparaître en principe 5 points, dans le deuxième un seul. En réalité la figure est beaucoup moins simple, et elle se déplace ou se déforme au gré des fantaisies ionosphériques. Ce dispositif a servi dans des expériences préliminaires organisées par l'Istituto Elettrotecnico Nazionale de Turin pour la mesure du temps de propagation ; il s'agissait de déterminer l'écart entre les signaux reçus directement de WWV et ceux que retransmettait Turin.

Dans un autre domaine, rappelons qu'en 1938 R. JOUAUST entreprit la détermination de l'ohm absolu par comparaison à une impédance ; le L.N.R. transmet au L.C.E. un courant à 1 000 c/s qui, démultiplié à l'arrivée, alimentait à 100 c/s le pont de mesures.

Pour terminer, citons un exemple récent de mesure physique de haute précision dans laquelle nous sommes intervenus. M. VOLET, Directeur du Bureau International des Poids et Mesures, a entrepris des

déterminations absolues de l'intensité de la pesanteur, basées sur la chute dans le vide d'une règle graduée. Toutes les mesures étaient naturellement effectuées au Pavillon de Breteuil, sauf celle du temps qui avait lieu à Bagnoux. Sur le film inscrivant les mouvements de la règle, un chronographe piézoélectrique TAWILL réalisé par les Ets BELIN inscrivait des éclairs dont la fréquence, après démultiplication, était transmise à Bagnoux par ligne. Nous la faisons battre avec une fréquence étalon et nous enregistrons les battements sur un cylindre synchrone ; le dépouillement de cet enregistrement permettait de déterminer la fréquence de l'appareil TAWILL au moment de la chute avec une précision de quelques dix-millionièmes, malgré son importante dérive.

Nous avons ainsi donné un aperçu des installations et de quelques activités du Département Fréquences. Ses études se poursuivent et bien des perfectionnements nouveaux sont en vue. Je ne voudrais pas terminer sans témoigner à M. BUREAU, Directeur du L.N.R., ma très profonde reconnaissance pour la confiance qu'il veut bien m'accorder, et pour les moyens qu'il a toujours mis à ma disposition. Et je tiens à exprimer ici ma vive gratitude à tous mes collaborateurs, dont le savoir, l'entrain et le dévouement ont seuls rendu possibles les réalisations dont je viens de vous entretenir.

UN NOUVEAU TUBE ÉLECTRONIQUE POUR LES AMPLIFICATEURS A LARGE BANDE

PAR

P. MEUNIER

Ingénieur à la Compagnie Générale de T.S.F.

Le Service des Recherches et du Contrôle Techniques de l'Administration des P.T.T. a conclu à la fin de l'année 1949, avec la Compagnie Générale de T.S.F., un marché d'études au terme duquel devaient être fournis quelques échantillons d'un nouveau tube classique, à facteur de mérite supérieur à celui des lampes courantes du marché, et destiné aux amplificateurs moyenne fréquence à large bande prévus dans les futurs équipements multiplex.

Ces amplificateurs, dont la technique est maintenant bien connue, comportent un nombre d'étages fonction du gain à obtenir et de la largeur du spectre à transmettre ; pour certaines applications il a été mis au point des chaînes ne nécessitant pas moins de douze étages, réalisations délicates de construction et de réglage.

En outre, la distorsion de phase devient gênante dans ces chaînes d'amplification, en particulier dans les systèmes étudiés pour la téléphonie à très grand nombre de canaux.

Les performances de ces amplificateurs étant limitées, non par les circuits, mais par les lampes, un progrès s'imposait pour ces dernières.

Facteur de mérite.

Examinons d'abord rapidement la valeur du facteur de mérite dans le cas présent.

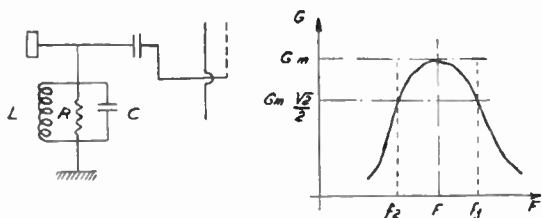


FIG. 1.

Elle s'exprime par le produit du gain en tension par la largeur de bande transmise.

En supposant un montage en circuit accordé L. C.R. en parallèle (fig. 1) et en définissant la largeur de bande $\Delta f = f_1 - f_2$, où f_1 et f_2 désignent les fréquences pour lesquelles l'amplification est enco-

$$A = SR \frac{\sqrt{2}}{2}$$

avec SR , amplification maximum à la résonance, on peut montrer simplement que le facteur de mérite $B = G \Delta f$ s'écrit :

$$\frac{S}{2 \pi C} \quad (1)$$

Il est évident alors que plus le facteur de mérite d'un étage est élevé, moins il faut d'étages pour obtenir un gain et une largeur de bande donnés.

Pour améliorer cette valeur, il faudra, dans le montage, réduire la capacité à la valeur minimum, soit à la somme des capacités parasites des connexions, de la capacité de sortie et de la capacité grille-masse du tube suivant.

Le facteur de mérite propre au tube sera donc supérieur dans ces conditions à celui de l'étage :

il s'écrit :

$$B = \frac{S}{2 \pi (C_e + C_s)}$$

ou plus simplement suivant l'habitude en France :

$$B = \frac{S}{C_T} \text{ mA/V/pF} \quad (2)$$

Ainsi, l'amélioration du facteur de mérite des lampes permet pour un système de caractéristiques gain-bande données de :

— diminuer le nombre d'étages de la chaîne, ce qui conduira à une diminution du nombre des éléments et par suite à une compensation du coût inévitablement élevé des tubes à grandes performances ;

— obtenir une plus grande facilité de réglage des circuits d'accord, ceux-ci étant moins nombreux ;

— atténuer les effets des distorsions de phase tout le long de la chaîne.

Amélioration du facteur de mérite des lampes.

Des calculs simples permettent de voir quels sont les paramètres électroniques et géométriques à modifier pour relever la valeur S/C_T .

En partant de la formule de LANGMUIR dans le cas idéal de la diode plane, $i = \frac{k A V_c^{3/2}}{a^2}$, avec A ,

surface émettrice et a , distance inter-électrode et en utilisant la notion de tension de contrôle équivalente

$$V_c = E_g + \frac{E_2}{\mu_1}$$

d'une pentode (E_2 , tension écran et μ coefficient d'amplification de la grille de commande), on peut exprimer la transconductance de la lampe :

$$S = \left(\frac{\partial i}{\partial E_g} \right)_{E_2, E_{anode}, C} =$$

par

$$S = \frac{3}{2} \frac{k_1 A V_c^{1/2}}{a^2} \frac{d V_c}{d E_g} \quad (3)$$

La différentielle totale de la tension équivalente V_c s'écrit, E_2 étant constante :

$$\begin{aligned} dV_c &= \frac{\partial V_c}{\partial \mu_1} d\mu_1 + \frac{\partial V_c}{\partial E_g} dE_g \\ &= \left(-\frac{E_2}{\mu_1^2} \right) d\mu_1 + dE_g \end{aligned}$$

en portant cette valeur dans (3), on obtient :

$$S = k_2 \frac{A V_c^{1/2}}{a^2} \left(1 - \frac{E_2}{\mu_1^2} \frac{d\mu_1}{dE_g} \right)$$

En assimilant enfin la valeur de la capacité à celle d'un condensateur plan de surface A et d'épaisseur a :

$$C = k_3 \frac{A}{a}$$

on écrira le facteur de mérite (2) :

$$\frac{S}{C} = k_4 \frac{V_c^{1/2}}{a} \left(1 - \frac{E_2}{\mu_1^2} \frac{d\mu_1}{dE_g} \right) \quad (4)$$

Pour introduire dans l'expression (4), la valeur du débit électronique, tirons la valeur de V_c de la formule de LANGMUIR :

il vient :

$$\frac{S}{C} = k \sqrt{\frac{i_0}{a}} \left(1 - \frac{E_2}{\mu_1^2} \frac{d\mu_1}{dE_g} \right)$$

La tension d'écran E_2 , et le facteur d'amplification μ du tube connecté en triode sont déterminés généralement par les tensions d'alimentation et par les facteurs de dissipation de la chaleur et ne peuvent être modifiés pour procurer une valeur plus élevée du rapport $\frac{S}{C}$

Trois paramètres peuvent donc être utilisés pour améliorer le facteur de mérite à savoir :

a) la densité de courant électronique limitée par les possibilités d'émission de la cathode et par la nécessité de produire une lampe ayant une durée de vie suffisante ;

b) l'espace séparant la grille de commande et l'émetteur mais, comme « a » agit comme une racine cubique une amélioration notable du rapport $\frac{S}{C}$ ne sera obtenue qu'au prix de difficultés mécaniques considérables ;

c) le facteur de variation $\frac{d\mu}{dE_g}$ du coefficient d'amplification de la lampe montée en triode. Ce coefficient d'amplification est lié, comme on le sait, à la géométrie de la lampe, ou plus exactement aux positions respectives des surfaces équipotentielles dont seules l'anode et la cathode sont, en général, parfaitement définies. Il n'en est pas de même pour la grille de commande pour laquelle la réalisation mécanique est évidemment très éloignée de la grille idéale qui serait constituée par un plan conducteur infiniment mince et totalement transparent aux électrons. La conséquence de cette imperfection est une déformation des surfaces de niveau au voisinage de la cathode et de la grille, due à la variation des charges électrostatiques réparties sur cette dernière électrode. A cette déformation de la géométrie électrostatique correspond évidemment une variation du coefficient d'amplification. On imagine aisément que le facteur $\frac{d\mu}{dE_g}$ est lié étroitement

au rapport du pas de la grille à la distance grille-cathode et pour tirer complètement parti d'un faible espace de modulation, on a montré qu'il était nécessaire de rendre ce rapport inférieur à 1,5 et le diamètre des fils de grille aussi fin que possible.

DESCRIPTION DU TUBE RÉALISÉ

Caractéristiques mécaniques et électroniques.

Les valeurs des paramètres qui ont été utilisées sont les suivantes :

Densité de courant cathodique $I_0 = 50 \text{ mA/cm}^2$

Distance cathode-grille $a = 0,06 \text{ mm}$

Rapport $\frac{\text{pas de la grille}}{\text{distance cathode-grille}} = 1$

Diamètre des fils de grille $= 0,008 \text{ mm}$

D'autres données sont nécessaires pour établir le projet de la lampe, elles sont en général fixées entre certaines limites par les techniciens des Télécommunications en fonction de leur matériel déjà existant ou en projet. Ce sont, pour les principales :

- la puissance de chauffage du filament,
- le courant cathodique moyen,
- les tensions d'alimentation,
- le brochage,
- l'encombrement,
- la fréquence supérieure de fonctionnement,
- la durée de vie moyenne.

Cette dernière donnée permet au constructeur, dans une certaine mesure, et compte tenu des per-

formances demandées, de choisir la température de fonctionnement de la cathode.

On mesurera mieux les progrès qu'il a fallu réaliser lors de la mise au point de ce tube en comparant les valeurs citées précédemment avec les valeurs correspondantes de la pentode 6 AK 5 jusqu'à présent utilisée universellement sur les amplificateurs moyenne fréquence.

	6 AK 5	Pentode nouvelle
Densité de courant cathodique	15 mA/cm ²	50 mA/cm ²
Distance grille-cath.	0,09 mm	0,06 mm
Pas de la grille de commande	0,12 mm	0,065 mm
Diamètre des fils de grille	0,025 mm	0,008 mm

D'autres comparaisons permettront maintenant de comprendre les difficultés qu'il a fallu surmon-

ter pour réaliser ce nouveau tube : la distance cathode-grille est égale à deux fois l'épaisseur d'un papier à cigarette, le diamètre du fil de grille est environ le quart de celui d'un cheveu, et il ne faut pas moins de 18 fils par millimètre pour réaliser la grille :

Grille de commande :

Cette électrode est, comme les valeurs et comparaisons citées plus haut pouvaient le laisser prévoir, la plus délicate à construire, sa mise au point a nécessité plusieurs mois de travail (fig. 2).

Elle est constituée par deux nappes de fils parallèles bobinés et brasés sur un cadre en molybdène embouti. Une machine spéciale (fig. 3) a été étudiée et réalisée pour le bobinage de ces grilles. La variation maximum obtenue sur le pas est de 6 microns. Les manipulations et le contrôle ne peuvent se faire

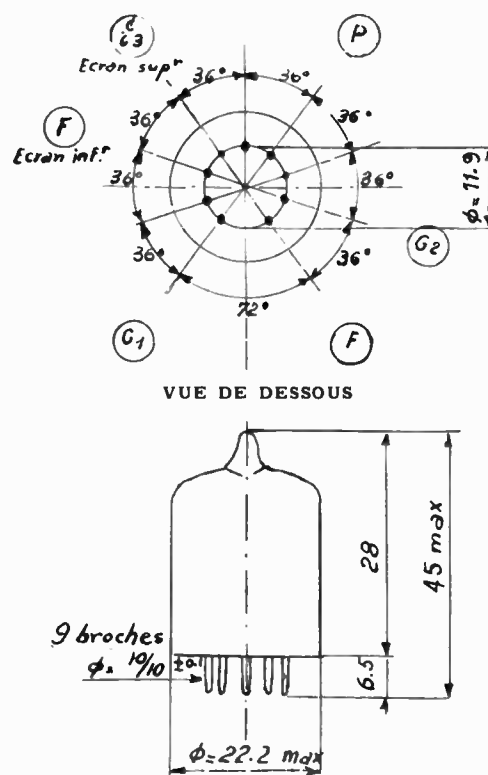
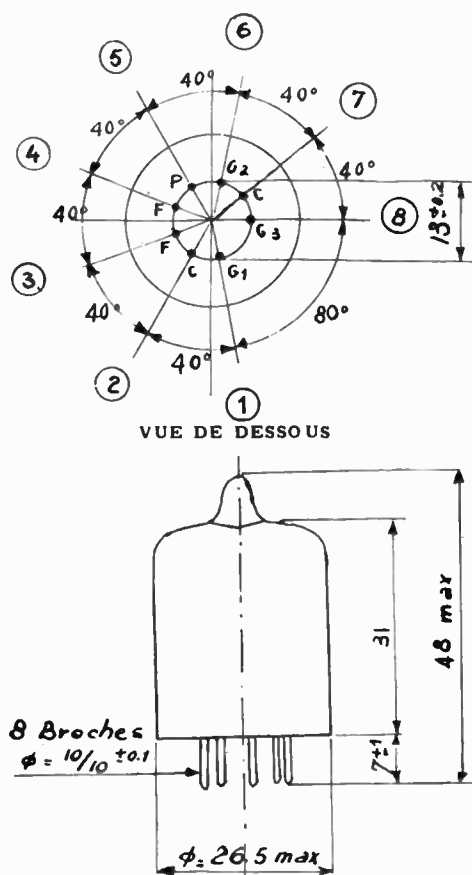


FIG. 1

qu'à l'aide d'une binoculaire de grossissement 50. Une firme française a bien voulu se charger de l'étude et de la réalisation du fil de tungstène de 8 microns.

Mica :

Le maintien de l'écartement précis des deux électrodes de l'espace de modulation est essentiel pour obtenir un bon rendement de fabrication : une variation de 1/100 de millimètre entraîne une variation de 25 % de la valeur du courant cathodique :

De la précision de l'isolant dépend donc en partie

Quelques détails de construction.

Cathode :

Celle-ci, du type dit « à chauffage indirect », est garnie d'une couche d'oxydes alcalino-terreux, dont

la possibilité d'une construction industrielle d'un tube. Un contrôle rigoureux de chacun des micas est nécessaire, la moindre cassure dans les logements

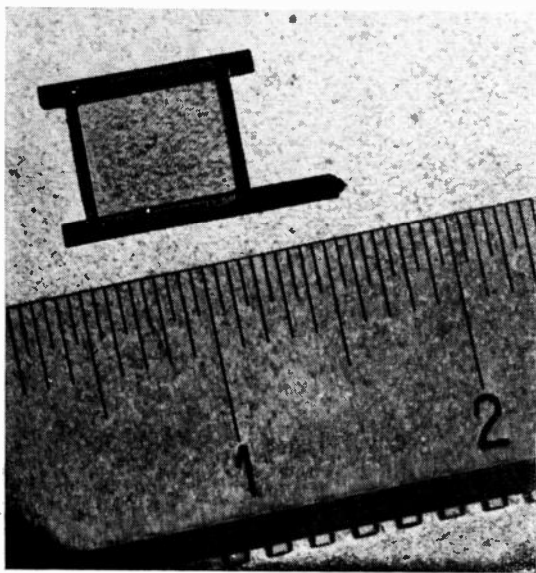


FIG. 2. — Grille de commande de la lampe P.T.T. 214 P.

de cathode ou de grille entraîne en effet une dispersion importante des caractéristiques.

Montage :

Le local utilisé a été aménagé pour obtenir un assemblage des éléments avec une propreté maximum, le mobilier, les boîtes de stockage, les platines de montage ont été fabriqués pour obtenir ce résultat.

Malgré ces précautions il n'est pas rare d'observer

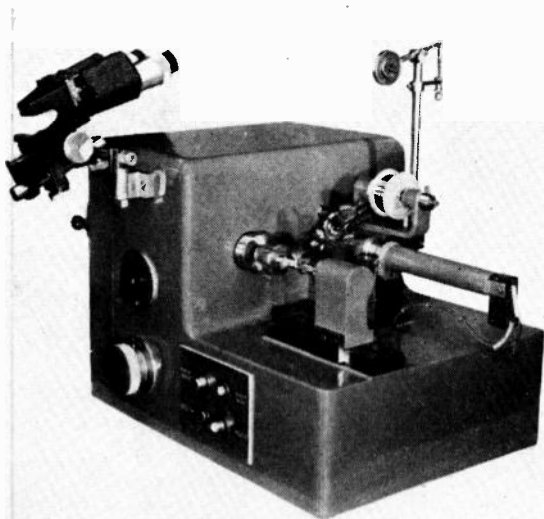


FIG. 3. — Machine à bobiner de haute précision

que des poussières dont les dimensions sont de l'ordre de grandeur de celle du pas de la première grille, se déposent sur les électrodes. Avant le montage toutes les pièces sont dépoussiérées à l'aide d'un jet de gaz sous pression et examinées à l'agrandisseur.

Pour la verrerie de la lampe on utilise le procédé de fermeture par poli-optique mis au point antérieurement dans les laboratoires C.S.F. Ce procédé assu-

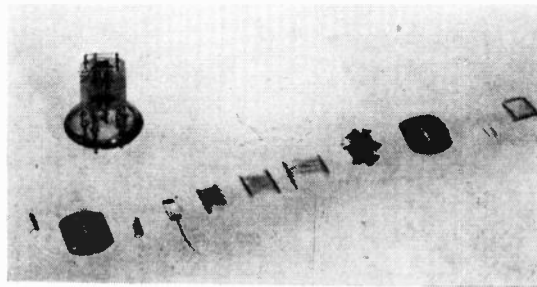


FIG. 4. — Éléments de la lampe P.T.T. 214 P.

re une protection physico-chimique totale des éléments internes fragiles tels que : cathode, anode et grilles, ceux-ci étant maintenus sous vide pendant tous les traitements thermiques auxquels le tube est soumis (fig. 4 et 5).

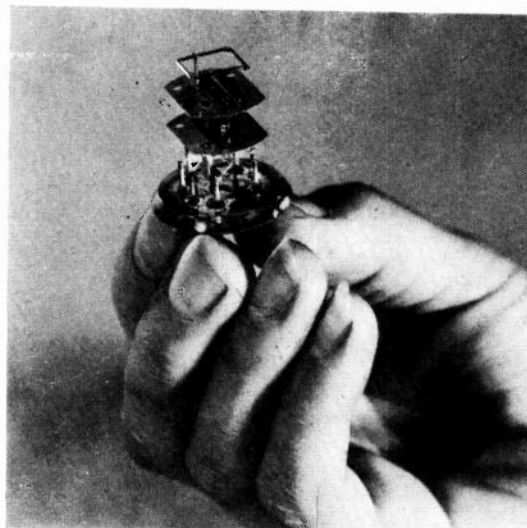


FIG. 5. — Lampe P.T.T. 214 P. montée sur son pied.

Caractéristiques BF et HF.

L'un des objectifs à atteindre était la réalisation d'une pentode interchangeable avec la lampe américaine 401 A et un second objectif fixé par l'Administration était la mise au point d'une version spéciale, améliorée si possible par rapport à la 401 A, nécessaire au matériel PTT français.

Les deux modèles ont reçu les désignations suivantes : PTT 216 (401 A) et PTT 214 P (fig. 6). Ces modèles sont différents par le brochage et la conductance d'entrée.

1) Brochage :

PTT 214 P : type P normalisé par l'Administration.

PTT 216 : type Noval.

Le brochage P de dimensions légèrement plus grandes que le Noval entraîne pour la PTT 214 un

encombrement plus grand que pour la 216 et des capacités très légèrement supérieures à cette dernière lampe.

2) Conductance d'entrée :

Dans un amplificateur, la conductance d'entrée d'un tube est, en général, la composante la plus

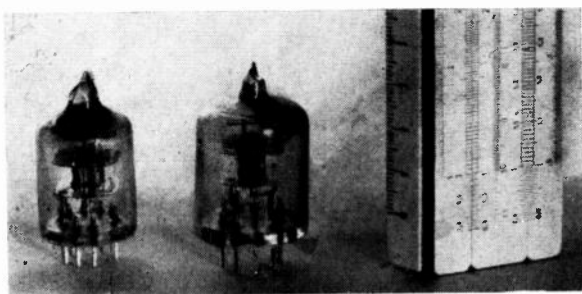


Fig. 6. A gauche : la lampe P.T.T. 216. à droite : la P.T.T. 214 P.

importante de la partie réelle de la charge de l'étage précédant immédiatement ce tube ; elle conditionne l'amortissement du circuit L.C.R. et limite la largeur de bande minimum du circuit.

Pour certaines applications une large bande passante n'est pas nécessaire et si on veut profiter au maximum des caractéristiques du tube, il faudra obtenir une conductance d'entrée aussi faible que possible.

La partie réelle de l'impédance cathode-grille est une fonction décroissante de la fréquence et dépend de deux effets, l'un dû au temps de transit, l'autre dû aux inductances des conducteurs de sortie.

L'effet dû au temps de transit ne se fait sentir que vers 250 Mc/s, c'est-à-dire à une fréquence où les emplois des PTT 214/216 n'ont pas été envisagés. Ce qui est en cause est la self-inductance des connexions de cathode ; on montre que la résistance d'entrée de la lampe est

$$R_e = \frac{1}{SLC \omega^2}$$

avec S : transconductance,

L : self de la connexion cathode,

C : capacité grille cathode.

Un aménagement de connexions de cathode sur la PTT 214 P a permis une diminution de près de 100 % sur la conductance d'entrée par rapport à la PTT 216.

Caractéristiques statiques.

La figure 7 reproduit les courbes classiques du courant anodique du courant grille écran et de la transconductance en fonction de la tension appliquée sur la grille de contrôle.

CARACTÉRISTIQUES STATIQUES

<i>Caractéristiques statiques.</i>	<i>PTT 216</i>	<i>PTT 214</i>
Support	Noval	PTT normalisé
<i>Caractéristiques maxima</i>		
Tension anodique	180 volts	180 volts
Dissipation anodique	3 watts	3 watts
Tension écran	180 volts	180 volts
Dissipation écran	0,75 watts	0,75 watts
Courant cathodique	25 mA	25 mA
<i>Capacités (mesurées à froid à 2 000 c/s avec support et blindage normalisés)</i>		
Capacité d'entrée	7,8 pF	8,25 pF
Capacité de sortie	3,5 pF	3,75 pF
Capacité de couplage	0,04 pF	0,04 pF
<i>Exemple d'utilisation et caractéristiques</i>		
Tension filament	6,3 volts	6,3 volts
Courant filament	0,30 A	0,30 A
Tension anodique	150 volts	150 volts
Tension écran (grille 2)	150 volts	150 volts
Tension grille 3	—	0
Résistance de polarisation	110 ohms	110 ohms
Courant anodique	12,3 mA	12,3 mA
Courant écran	3,75 mA	3,75 mA
Transconductance	13 500 μ mhos	13 500 μ mhos
Résistance interne	0,2 M Ω	0,2 M Ω
Facteur de mérite S/C	1,20 $\frac{\text{mA/V}}{\text{pF}}$	1,13 $\frac{\text{mA/V}}{\text{pF}}$

Caractéristiques HF.

Le facteur de mérite de la lampe $\frac{S}{2\pi C}$ tel qu'il a été défini plus haut ne donne qu'une valeur très

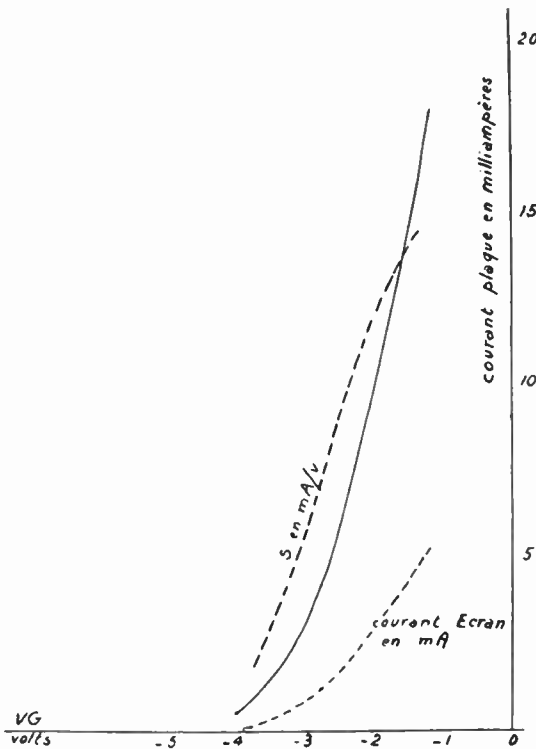


FIG. 7. — P.T.T. 214 = $V_A : 150\text{ V}$
 $V_{G_2} : 150\text{ V}$
 $V_{G_1} : 0\text{ V}$
 P.T.T. 216 = $V_A : 150\text{ V}$
 $V_{G_2} : 150\text{ V}$

approximative en haute fréquence, car la transconductance HF ne peut être accessible au calcul, de même que les capacités interélectrodes à chaud. D'après les valeurs mesurées en statique ce facteur serait égal pour les PTT 214 P à

$$B = \frac{S}{2\pi(C_e + C_i)} = 179\text{ Mc/s}$$

	$B_{(BF)}$	$B_{(100\text{ Mc/s})}$	$S_{(HF)}$	$S_{(100\text{ Mc/s})}$	$R_g_{(100\text{ Mels})}$
PTT 214 P	179 Mc/s	105 Mc/s	13,5 mA/V	12 mA/V	1 200 ohms
PTT 216	190 Mc/s	110 Mc/s	13,5 mA/V	12,5 mA/V	600 ohms
6 AK 5	118 Mc/s	65 Mc/s	4,5 mA/V	4,5 mA/V	5 000 ohms

Des mesures faites sur un amplificateur à un étage accordé sur 100 Mc/s ont donné les résultats suivants, qui pourront être comparés à ceux obtenus sur la 6 AK 5.

A une fréquence moyenne moins élevée (70 Mc/s par exemple) le facteur de mérite effectif de la lampe et de son montage est encore meilleur : on a trouvé à cette fréquence des facteurs de mérite de 125 Mc/s pour la PTT 216.

Exemple d'un amplificateur réalisé avec les tubes.

Dans les laboratoires du S.R.C.T. Messieurs

LIBOIS et DOCKES qui ont collaboré avec nous à la mise au point de ces tubes ont réalisé un amplificateur (fig. 8) destiné à des équipements de câble hertzien à très large bande.

Les caractéristiques demandées étaient les suivantes :

- Fréquence centrale : 70 Mc/s.
- Bande passante à — 3 db = 25 Mc/s.
- Entrée et sortie sur câble = 75 ohms.
- Gain = 70 db.

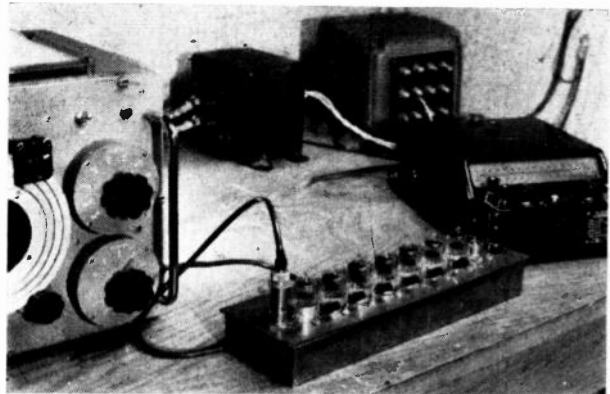


FIG. 8. — Amplificateur expérimental réalisé avec des lampes P.T.T. 214 P.

Ceci a été obtenu avec équipement constitué par deux triplets identiques ayant chacun une bande de 30 Mc/s. Les circuits des trois lampes de chaque triplet sont à « accords décalés », accords et surtensions étant réglés pour avoir la courbe de réponse et l'amplitude les plus plates possibles pour chaque triplet. L'entrée est faite sur une résistance de 75 ohms placée dans la grille de la première lampe. A la sortie de l'amplificateur un septième tube permet le passage sur l'impédance de sortie également à 75 ohms. La liaison du circuit plaque de cette dernière lampe à la fiche de sortie coaxiale de 75 ohms est faite par une capacité de faible valeur.

Un amplificateur ayant sensiblement les mêmes caractéristiques utilisant des 6 AK 5 aurait exigé l'emploi de quatre triplets au lieu de deux, soit 13 lampes au lieu de 7 dans le cas des PTT 216.

Conclusion.

Les radioélectriciens disposent maintenant d'un nouveau tube pentode conventionnel dont le facteur de mérite est le plus élevé parmi tous les types de la même catégorie. La réalisation en a été possible après deux ans de travail, grâce à la synthèse des travaux effectués dans différents laboratoires de la C.S.F. ainsi que grâce à la collaboration de techniciens spécialisés dans la mécanique de précision.

LES NOUVEAUX MATÉRIAUX FERROMAGNÉTIQUES A HAUTE COERCIVITÉ, A HAUTE PERMÉABILITÉ, A FAIBLES PERTES ⁽¹⁾

PAR

M. Charles GUILLAUD

Directeur de Recherches au C.N.R.S.,

Je me propose, au cours de cet article, de vous entretenir des propriétés des matériaux ferromagnétiques et j'insisterai tout particulièrement sur les propriétés des nouveaux matériaux, ainsi que sur les perspectives d'avenir qu'offre le ferromagnétisme

I. — CONSIDÉRATIONS GÉNÉRALES

Pour que cette vue panoramique ne se réduise pas à une sèche énumération, je donnerai tout d'abord quelques explications succinctes sur les mécanismes, élémentaires d'aimantation. Il est en effet indispensable, dans ce vaste domaine qui s'étend de la métallurgie à la physique du corps solide en passant par la chimie et la chimie physique, d'avoir des fils conducteurs pour guider les recherches. Les progrès dans l'obtention des matériaux ferromagnétiques ne sont systématiquement possibles que si recherches fondamentales et recherches appliquées se conjuguent, et c'est ce que nous avons essayé de réaliser dans notre Laboratoire.

Dans l'exposé très court des mécanismes qui va suivre, je ne retiendrai que les idées générales utiles.

a) LE DOMAINE ÉLÉMENTAIRE ET LES PAROIS

L'hypothèse fondamentale, peut-être la plus féconde du ferromagnétisme, est l'hypothèse du domaine élémentaire de P. WEISS. Il est maintenant bien établi ⁽²⁾ qu'au-dessous du point de Curie, une substance ferromagnétique se trouve divisée en de nombreux petits domaines.

Chaque domaine, qui comprend habituellement au moins un milliard d'atomes, est caractérisé par l'existence d'une aimantation spontanée $\vec{J}_s$, somme des aimantations des aimants élémentaires, ces

derniers étant les « spins électroniques » qui réagissent les uns sur les autres selon les forces d'échange de la mécanique quantique.

Ces domaines sont distribués de telle façon qu'en l'absence de champ extérieur, l'aimantation totale est nulle. Sous l'influence d'un champ extérieur, deux mécanismes élémentaires d'aimantation peuvent faire apparaître un moment magnétique : le *déplacement de paroi* et la *rotation*. Le rôle du champ extérieur est donc, non de donner naissance à l'aimantation, mais de la rendre sensible à l'observation.

Pour mieux faire comprendre ces mécanismes, envisageons le cas simple du monocristal de cobalt.

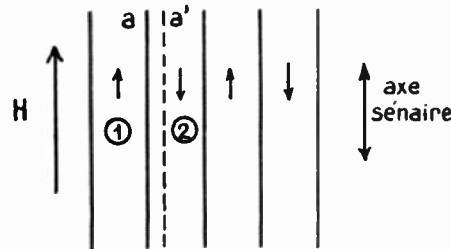


FIG. 1.

Dans le cas de ce monocristal, les domaines élémentaires sont séparés par des *parois* (nous en précisons plus loin la signification physique) parallèles à l'axe sénnaire (Fig. 1) et deux domaines voisins ont des aimantations antiparallèles (les fermetures n'ont pas été représentées ; elles sont telles qu'aucun magnétisme libre n'apparaît aux extrémités). Sous

l'influence d'un champ extérieur $\vec{H}_e$, la paroi *a* par exemple se déplace et vient en *a'*, balayant un volume dV . C'est un *déplacement de paroi* favorisant le domaine dans lequel le sens du vecteur aimantation est le plus proche de celui du champ extérieur. Il en résulte une variation du moment magnétique égale à $dV \cdot J_s (\cos \theta_1 - \cos \theta_2)$ dans le cas le plus général.

S'il n'y a pas de déplacement de paroi, il peut y avoir *rotation* simultanée des spins électroniques.

Dans une rotation, $\vec{J}_s$ tourne d'un petit angle à l'intérieur du domaine dont le volume ne change

⁽¹⁾ Conférence faite le 1^{er} juin 1951 au cours d'une réunion commune de la Société des Ingénieurs Civils de France, de la Société Française des Electriciens, de la Société Française de Métallurgie et de la Société des Radioélectriciens.

⁽²⁾ Non seulement aucun des résultats n'infirme cette hypothèse, mais il a été possible de photographier les domaines et même de les cinématographier.

pas, d'où une variation de moment magnétique $V \cdot J_s \cdot d(\cos \theta)$.

Le déplacement de paroi intervient dans les champs faibles, et les rotations conditionnent l'aimantation dans les champs forts ; mais il ne s'agit là que d'une vue très schématique et, dans certains cas particuliers, le mécanisme d'aimantation dans les champs faibles peut être celui des *rotations*.

b) ÉNERGIE MAGNÉTOCRISTALLINE

Dans chaque domaine, si nous envisageons le cas simple d'un monocristal, la direction du vecteur aimantation, en l'absence de tensions internes, est liée aux axes du cristal. C'est ainsi que, pour le cobalt, la direction de $\vec{J}_s$ est parallèle à l'axe sénénaire. Il en est de même pour l'alliage *MnBi* [1]. Citons aussi le composé défini *Mn₃Sb*, quadratique, pour lequel $\vec{J}_s$, à la température ordinaire, est parallèle à l'axe quaternaire [1]. Dans les systèmes cubiques, $\vec{J}_s$ peut être parallèle aux arêtes du cube (fer) ou aux diagonales d'espace (nickel).

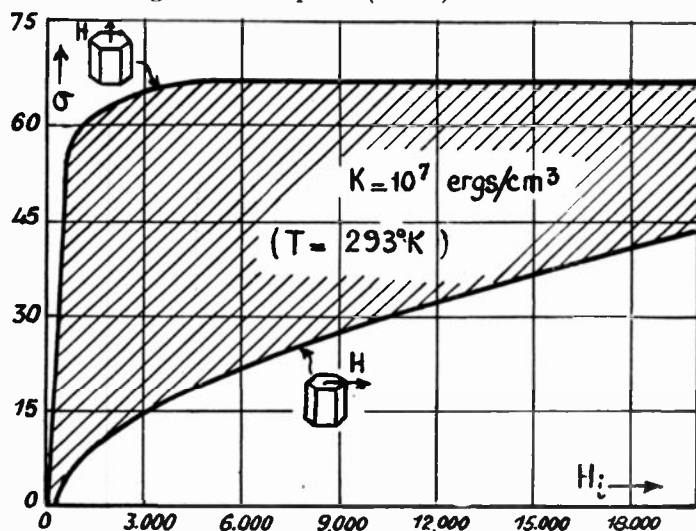


FIG. 2.

Il en résulte que certaines directions sont dites *privilegiées* ou de *facile aimantation*. C'est ainsi qu'un monocristal de cobalt placé dans un champ se dispose de telle façon que son axe sénénaire soit parallèle au champ.

Cette propriété se traduit évidemment sur les courbes d'aimantation. La figure 2 donne les courbes d'aimantation $\sigma = J(H)$ relevées suivant l'axe de facile aimantation et suivant une direction perpendiculaire d'un monocristal du composé défini *MnBi* [1]. La surface comprise entre ces deux courbes mesure les travaux réversibles d'aimantation $\int H_s \cdot dJ$ (*): c'est l'énergie magnétocristalline. L'expression de cette énergie est donnée dans le cas des systèmes cubiques et hexagonaux par les relations générales suivantes :

$$F_k = K_1 (\alpha_1^2 \alpha_2^2 + \alpha_2^2 \alpha_3^2 + \alpha_3^2 \alpha_1^2) + K_2 \alpha_1^2 \alpha_2^2 \alpha_3^2$$

(*) On sait que J = densité $\times \sigma$.

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ étant les cosinus directeurs de $\vec{J}_s$ par rapport aux arêtes du cube prises comme axes.

$$F_k = K_1 \sin^2 \varphi + K_2 \sin^4 \varphi$$

φ étant l'angle du champ et de l'axe de facile aimantation.

Cette énergie peut être grande ; elle atteint 10^7 ergs/cm³ pour l'alliage manganèse-bismuth [1], c'est la plus forte énergie connue jusqu'ici ; $K_1 = 5,6 \cdot 10^6$ ergs/cm³ pour le cobalt [2] ; $K_1 = 4,3 \cdot 10^4$ ergs/cm³ pour le fer, etc...

c) ÉNERGIE MAGNÉTOÉLASTIQUE

Les courbes d'aimantation ne sont pas seulement sous la dépendance de F_k , les tensions les déforment également.

La figure 3 (BECKER et KERSTEN) montre comment se comportent les courbes d'aimantation du nickel sous l'influence de tensions progressivement croissantes.

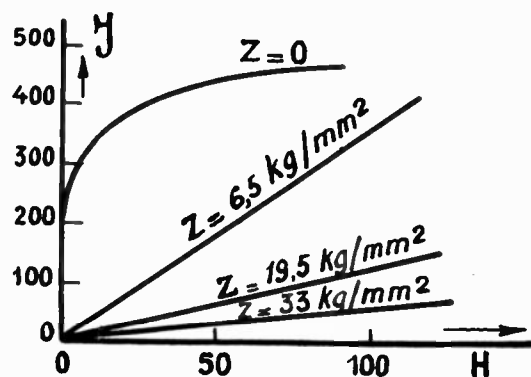


FIG. 3

On introduit ainsi la notion d'énergie magnétoélastique :

$$F_\alpha = \frac{3}{2} \lambda \sigma$$

λ désigne le coefficient de magnétostriction défini par la relation :

$$\lambda = \frac{\Delta l}{l}$$

C'est le rapport de l'allongement Δl d'un barreau à sa longueur l , sous l'influence d'un champ entraînant la saturation. λ est soit positif, soit négatif, suivant que le matériau, sous l'influence du champ, s'allonge ou se raccourcit.

$\lambda \approx -30 \cdot 10^{-6}$ pour le nickel ; il est pratiquement nul dans les alliages dits « à haute perméabilité initiale » ; il peut atteindre $-300 \cdot 10^{-6}$ dans les ferrites de cobalt [3] à très grand champ coercitif. Dans la relation précédente, σ désigne la tension interne moyenne.

Si nous ajoutons à ces deux énergies l'énergie de champ F_H ($F_H = H \cdot J \cdot \cos \theta$), nous aurons les trois énergies qui conditionnent la position du vec-

teur aimantation. Cette position sera en effet donnée par le minimum de l'énergie libre totale F :

$$F = F_k + F_\alpha + F_H$$

Nous avons insisté sur les notions d'énergies magnétocristalline et magnétoélastique, car elles jouent, comme nous allons le voir, un rôle essentiel dans les mécanismes de l'hystérésis et de l'aimantation initiale.

d) ÉNERGIE DE PAROI

Le passage d'une direction d'aimantation à une direction de sens opposé ne peut pas se faire trop brusquement. En effet, il existe des forces d'échange entre les « spins » électroniques qui tendent, malgré l'agitation thermique, à aligner les spins parallèlement. Si ces « forces d'échange » agissaient seules, la zone de transition ou « épaisseur de la paroi » entre deux domaines voisins, à aimantation anti-parallèle par exemple, serait très grande. Mais, par suite de l'existence des énergies magnétocristalline et magnétoélastique, qui tendent à imposer une direction de facile aimantation, l'épaisseur de la zone de transition est réduite. Cette épaisseur résulte donc d'un compromis entre ces différentes énergies.

La paroi possède ainsi une énergie qui lui est propre et qui peut être considérée comme l'énergie de formation de l'unité de surface.

On montre que l'expression donnant l'énergie de paroi γ est la suivante, dans le cas par exemple d'un système cubique d'arête a :

$$\gamma = 2a \sqrt{I(K + m\lambda\sigma)}$$

I , représentant l'énergie d'échange, vaut :

$$I = \frac{kT_c}{a^3}$$

k étant la constante de Boltzman et T_c la température de Curie ; m est une constante.

On peut se représenter l'énergie de paroi comme étant l'analogie de l'énergie superficielle d'une bulle de savon.

Pour les différentes substances, cette énergie de paroi peut-être représentée par des valeurs comprises entre 0,10 et 10 ergs/cm².

Nous venons de donner la définition et le contenu physique des différentes expressions : domaines, déplacement de parois, rotations, énergie d'échange, épaisseur et énergie de paroi. Il nous est possible maintenant d'envisager les mécanismes élémentaires qui permettront de préciser le champ coercitif et l'aimantation initiale, bases des applications importantes des matériaux ferromagnétiques.

e) CHAMP COERCITIF [4]

Le champ coercitif est le champ nécessaire pour obtenir un déplacement de paroi ou une rotation

irréversibles. L'origine du champ coercitif est multiple : tensions internes, inclusions, dimensions des grains, champ de dispersion.

C'est BECKER [5] qui le premier a donné une théorie cohérente du champ coercitif, en mettant en jeu l'action des tensions internes.

Sous l'influence d'un champ $\vec{H}$, la paroi se déplace de dx jusqu'à ce que la variation de l'énergie potentielle

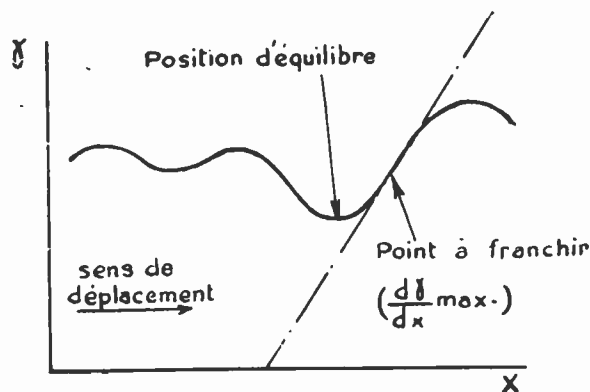


FIG. 4

de champ $2 J_s H dx$ soit égale à la variation de l'énergie de paroi $d\gamma$, d'où à l'équilibre la relation :

$$H = \frac{1}{2 J_s} \frac{d\gamma}{dx}$$

Le déplacement de paroi devient irréversible lorsque H dépasse la valeur H_c correspondant à un gradient $\frac{d\gamma}{dx}$ maximum. La figure 4 illustre ce mécanisme.

On a donc :

$$H_c = \frac{1}{2 J_s} \left(\frac{d\gamma}{dx} \right)_{\max}$$

et on trouve :

$$H_c = p \frac{\lambda\sigma}{J_s}$$

relation dans laquelle p tient compte des « longueurs d'onde » des perturbations, et de l'épaisseur de la paroi.

Malgré de beaux succès à son actif, cette formule n'a pu rendre compte de tous les phénomènes observés et en particulier du champ coercitif des matériaux à magnetostriction nulle.

KERSTEN [6] a alors introduit le rôle des inclusions dans le mécanisme du champ coercitif. Ces inclusions peuvent être soit des cavités, soit des phases de dispersion peu ou pas magnétiques dans un milieu magnétique, soit des impuretés.

Le point de départ physique de cette théorie consiste à assimiler le mouvement d'une paroi entre deux domaines, au déplacement d'une membrane

de savon dans un tube à section variable. La paroi, comme la membrane, se place dans une position où γS est minimum ; γ étant pratiquement constant, la surface est alors minimum. La paroi en position d'équilibre passera donc par le plus grand nombre possible d'inclusions.

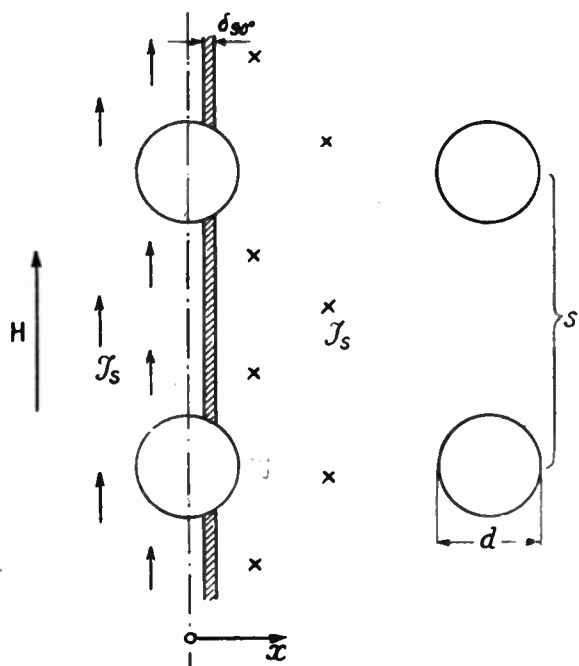


FIG. 5

KERSTEN en a déduit la relation suivante :

$$H_c \sim 3,5 \frac{K}{J_s} \cdot p \cdot \alpha^{2/3}$$

avec :

$$p = \frac{2}{\frac{d}{\delta} + \frac{2\delta}{d}} \text{ et } \alpha = \frac{\pi}{6} \left(\frac{d}{s} \right)^3$$

La figure 5 (KERSTEN) donne une indication schématique de ce mécanisme ; les cavités sont sphériques, la paroi est plane et le déplacement s'effectue normalement à la paroi.

NEEL [7], après avoir observé que les hypothèses simples précédentes ne pouvaient donner une explication satisfaisante des grands champs coercitifs, propose un mécanisme basé sur l'existence de fluctuations dans la direction de l'intensité de l'aimantation spontanée à l'intérieur des domaines élémentaires.

Toute inclusion entraîne l'apparition de masses magnétiques libres, toute tension donne naissance à des « champs de dispersion » en perturbant la direction du vecteur aimantation.

Par suite de l'existence de ces fluctuations, $\text{div. } J$ n'est plus nulle, les charges ainsi apparues créent une énergie magnétique qui varie suivant la position de la paroi. L'aimantation du domaine élémentaire n'est donc plus uniforme et les champs magnétiques

de dispersion empêchent le libre déplacement des parois. Sous l'influence d'un champ extérieur, la paroi se déplace dans ces champs de dispersion et le champ coercitif dépend des variations d'énergie entre les diverses configurations possibles.

La figure 6 illustre ces idées. NEEL, à partir de ces considérations générales, a établi plusieurs formules tenant compte des tensions internes et des inclusions.

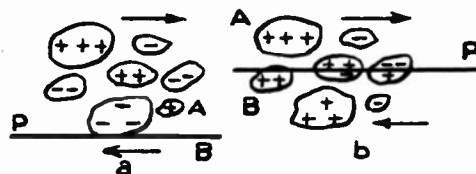


FIG. 6

Nous donnons celle relative à un mélange de deux phases :

$$H \sim \frac{2}{\pi} \cdot \frac{K}{J_m} \cdot \frac{\bar{J}^2 - J_m^2}{J_m^2} \left[0,388 + \log \sqrt{\frac{2\pi J_m}{K}} \right]$$

J_m étant l'aimantation spontanée moyenne et $\bar{J}^2$ le carré moyen de l'aimantation spontanée.

Nous avons nous-même [8] envisagé que, dans de nombreux cas, la paroi est bloquée et que seules subsistent les rotations irréversibles. On obtient dans ce cas un champ coercitif proportionnel à $\frac{K}{J_s}$.

II. — APPLICATIONS

I. — Les aimants (9)

Nous distinguerons deux grandes sortes d'aimants : les aimants massifs et les aimants en poudre. Le champ coercitif des aimants massifs relève des théories que nous venons brièvement d'esquisser. Le champ coercitif des aimants en poudre peut s'expliquer par des mécanismes que nous précisons plus loin.

a) LES AIMANTS MASSIFS

Parmi les aimants massifs, nous donnerons deux principaux types : les aimants à durcissement par précipitation et ceux à durcissement par diffusion. Nous n'insisterons pas sur les aciers au carbone et au cobalt, qui sont maintenant largement dépassés.

1° AIMANTS À DURCISSEMENT PAR PRÉCIPITATION

Pour obtenir une grande dureté magnétique, on utilise la précipitation de deux phases à partir d'une solution sursaturée. Considérons un diagramme d'alliage tel que celui qui est représenté sur la figure 7a (NESBITT) ; on voit immédiatement que, si on trempe à partir de la température t_1 au-dessus de la courbe de solubilité, seule la phase α apparaît. Par un recuit à la température t_2 , une seconde phase γ précipite en petite quantité.

Les premiers alliages étudiés ont été ceux qui forment avec le fer des solutions solides étendues à haute température : fer-tungstène, fer-molybdène, fer-titane, fer-béryllium. Mais ces alliages binaires ne présentent pas des propriétés particulièrement remarquables, ils ne surpassent pas en énergie les aciers à 35 % de cobalt.

L'addition de chrome, de cobalt, de vanadium conduit à des matériaux intéressants. Ces alliages

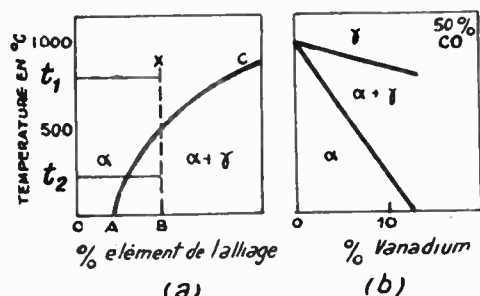


FIG. 7

sont énumérés dans le tableau I et leurs principales caractéristiques y figurent (leur désignation rappelle leur composition).

TABLEAU I

Aimants permanents à durcissement par précipitation.

	Fe	Ni	Co	Mo	Cu	V	H _c Oerst- ed	B _r Gauss	BH 10 ⁻⁶ G.O.
Comol. Co- malloy ...	71		12	17			230	10 000	1,3
Cunife.	20	20			60		590	5 400	1,3
	27	5	20	2	50		260	7 300	0,8
Cunico.		24	41		35		470	5 300	1,3
Vicalloy I ..	38	5	52			9	300	8 800	1,0
Vicalloy II ..	35		52			13	450	10 000	3,5

Tous ces aimants présentent des propriétés communes. On peut les travailler à chaud et à froid, les laminier, les tréfiler ; ils permettent l'obtention de tôles et de fils de quelques dixièmes de mm d'épaisseur, d'où les applications variées qui en résultent. Les traitements mécaniques à froid leur donnent une direction privilégiée, ce qui se traduit par une courbe de recul plus carrée.

Nous insisterons particulièrement sur le plus intéressant de cette série, le « vicalloy ». Le diagramme de KOSTER et LANG de la figure 7b en précise la formation. Pour le vicalloy I, qui contient 9,5 % de V, il est nécessaire de le recuire plusieurs heures à la température où coexistent les deux phases (600° C environ) pour faire réapparaître une petite quantité de la phase γ très dispersée qui donne le coercitif. Le vicalloy II, contenant 13 % de V, contient les deux phases α et γ , quel que soit son mode de refroidissement. Cet alliage est durci par recuit à 600° C après travail à froid qui facilite la formation de la phase γ et l'orientation des cris-

taux élémentaires suivant la direction de laminage (le produit $BH_{\max}$ varie du simple au double quand on passe de la direction perpendiculaire à la direction du laminage, qui devient de facile aimantation).

La figure 8 (NESBITT) permet une comparaison entre les « vicalloy » et les Alnico non orientés et orientés.

2° AIMANTS À DURCISSEMENT PAR DIFFUSION

En 1931, MISHIMA découvrit un alliage ternaire (30 % Ni, 12 % Al, 58 % Fe) possédant un champ coercitif de 430 Oe et un rémanent de 9 500 gauss ; c'était le point de départ des alliages à durcissement par diffusion. Ces alliages Fe-Ni-Al améliorés (proportions mieux adaptées) conduisent à un $BH_{\max}$ de $1,2 \cdot 10^6$ G.O.

Puis l'addition de cuivre et de cobalt (1933) donna la série des Alnicos avec une rémanence de 6 000 à 8 000 gauss et un champ coercitif de 500 à 650 Oe et des énergies de l'ordre de $1,6 \cdot 10^6$. Le durcissement est obtenu par un refroidissement relativement rapide depuis une température élevée (1 250° C environ) suivi d'un recuit d'assez longue durée à 550-600° C.

L'adjonction de titane augmente encore le coercitif. Cette série d'alliages caractérisés par leur teneur en titane ont des coercitifs compris entre 750 et 1 000 Oe et une énergie qui se situe entre 1,6 et 2,0. Mais les Alnicos déjà très cassants, le sont encore davantage par l'adjonction de titane, ce qui en limite l'emploi.

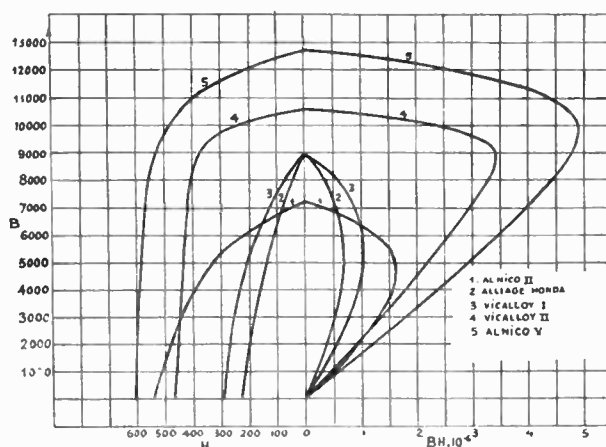


FIG. 8

Un progrès important fut alors réalisé en 1938 par le fait que les Alnicos, refroidis dans un champ magnétique, acquièrent une direction privilégiée d'aimantation. Si la composition de l'Alnico est choisie correctement, l'amélioration du $BH_{\max}$ peut atteindre 150 % de l'énergie d'un Alnico non orienté. Ces aimants orientés ont donné naissance à différentes séries dans divers pays, mais ces séries sont pratiquement identiques ; citons : les Ticonal, les Alcomax, les Alnico, les Oerstit. En général, les propriétés magnétiques sont les suivantes : coercitif 550 à 850 Oe, rémanence 10 000 à 13 000 gauss, $BH_{\max}$ compris entre 3 et $5,5 \cdot 10^6$.

Enfin, une dernière amélioration de ces alliages orientés vient d'être réalisée. Ce sont les alliages dans lesquels les gros cristaux cubiques qui les forment ont une arête du cube parallèle à la direction du champ magnétique d'orientation. Les propriétés dépendent du degré d'alignement de ces cristaux. On peut obtenir, par un bon alignement, un rémanent de 13 500 gauss, un coercitif de 800 Oe et une énergie atteignant 8. 10⁶. Ce ne sont encore que des résultats de laboratoire, mais nul doute que dans un délai rapproché l'industrie ne puisse livrer ces alliages.

Nous n'entrerons pas dans le détail de la technique de fabrication de ces aimants ; nous n'insisterons que sur quelques points importants relatifs principalement aux aimants anisotropes les plus intéressants.

Pour obtenir des propriétés anisotropes marquées, les alliages doivent contenir plus de 8 % de cobalt et moins de 21 % de Ni. Le rapport Co/Ni doit être proche de 1,7. Il s'agit là d'observations expérimentales qui trouvent leur explication, en particulier, dans les points de Curie : l'orientation est d'autant meilleure que le point de Curie est plus élevé ; enfin, le titane devient néfaste si sa teneur dépasse 1 %.

Mais pourquoi « durcissement par diffusion » ? Il s'agit là d'une distinction assez subtile ; en fait, plusieurs hypothèses peuvent être envisagées pour expliquer le champ coercitif des Alnicos.

Tout d'abord, il y a la formation de deux phases : c'est ainsi que, dans les Alnicos, par exemple, deux phases ont été mises en évidence : NiAl non ferromagnétique, et FeCo ferromagnétique, toutes deux cubiques centrées de paramètres très peu différents. Pour l'alliage Fe₂NiAl, la séparation de la solution solide à haute température se produit durant un refroidissement très lent ; l'une des phases est du fer presque pur et l'autre approximativement FeNiAl.

D'une façon générale, nous trouvons bien au départ une précipitation d'une seconde phase très dispersée, les deux phases les plus fréquentes, α et α' , ayant des paramètres ne différant que de 1 % environ. Mais, pour obtenir le maximum de champ coercitif, différents auteurs ont observé que cette condition nécessaire n'était pas suffisante et qu'il fallait réaliser des variations locales de composition, dues à une diffusion atomique, sans qu'il y ait modification des deux réseaux, d'où le nom de diffusion.

C'est une hypothèse plausible, mais qui n'est pas entièrement satisfaisante.

On peut aussi envisager que les phases très divisées interviennent avec des propriétés propres aux domaines élémentaires ; nous précisons cette hypothèse au cours de l'étude qui suivra sur les aimants en poudre.

Enfin, on peut également retenir le mécanisme des champs de dispersion.

Nos études et celles qui se poursuivent dans différents laboratoires permettront certainement de choisir, dans un avenir proche, l'hypothèse la plus plausible, elles préciseront également le mécanisme de l'orientation imparfaitement connu.

Le tableau II énumère les principaux aimants de ce type et en donne les caractéristiques essentielles.

TABLEAU II

Aimants à durcissement par diffusion

	Al	Ni	Co	Cu	Ti	B _r Gauss	H _c Oe	B. H _{max} 10 ⁻⁶ G. O.
Alnico I	12	20	5			7 100	400	1,4
Alnico II	10	17	12,5	6		7 200	540	1,6
Alnico III	12	25				7 100	480	1,4
Alnico IV	12	28	5			5 200	700	1,3
Alnico V et Ticonal ...	8	14	24	3		12 000	575	4,5
Alnico VI	8	14	24	3	1	10 000	750	3,5
Alnico VII	6	18	35		8	5 800	1 000	1,8
Alcomax I	7,5	11	25	3	1,5	12 000	475	3,5
Alcomax II	8	11	21	4,5		12 400	575	4,3
Alcomax III	8	13,5	24,5	3	0,5-1	12 500	650	4,7-5,6
Hycomax	9	21	20	1,6		9 000	830	3,3

b) LES AIMANTS EN POUDRE

L'origine des aimants en poudre dérive de notre étude sur l'alliage manganèse-bismuth en 1939. Cette étude nous avait montré que le champ coercitif d'un matériau très divisé était fonction de la dimension des grains (fig. 9) et de l'énergie magnétocristalline (fig. 10 et 11).

Après avoir donné le mécanisme de ce champ coercitif, en tenant compte de l'énergie magnétocristalline et de l'énergie magnétoélastique, nous avons ensuite montré que la notion de domaine élémentaire pouvait être très féconde dans l'obtention d'aimants, en poudre d'alliages ferromagnétiques [10] [11] [12] [13] [14] [15].

Si, en effet, on considère un grain ayant les dimensions d'un domaine élémentaire, par suite de l'absence de parois, seul le mécanisme des rotations doit être retenu.

Pour un tel grain sphérique, seules les énergies magnétoélastique et de tension s'opposent à la rotation des spins, et nous avons donné les valeurs de H_c correspondant à chacune de ces énergies :

$$H_c \sim \frac{2K}{J_s} \quad H_c \approx \frac{3}{2} \frac{\lambda \sigma}{J_s}$$

NÉEL [16], STONER [16 bis] et [13] ont par la suite indiqué une troisième cause de l'existence d'un champ coercitif, c'est l'anisotropie de forme qui conduit à :

$$H_c \approx (N_2 - N_1) J_s$$

dans le cas par exemple d'un grain monodomaine, ayant la forme d'un ellipsoïde, de coefficients démagnétisants extrêmes N_2 et N_1 .

Ces formules sont valables dans le cas des cristaux orientés. Il faut diviser cette valeur par 2 si les grains ont des orientations quelconques [1].

L'alliage manganèse-bismuth, grâce à la très grande valeur de son énergie magnétocristalline, nous a permis d'obtenir des champs coercitifs atteignant 13 000 Oe ; pour des grains ayant les dimensions du domaine élémentaire, cette valeur pourrait

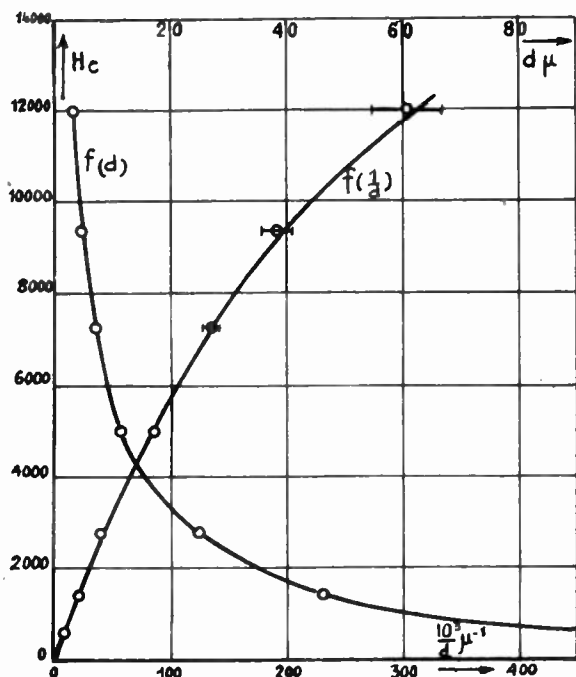


FIG. 9

atteindre 35 000 Oe. Comme, d'autre part, nous l'avons obtenu orienté et que l'énergie magnétocristalline dépend beaucoup de la température, cet

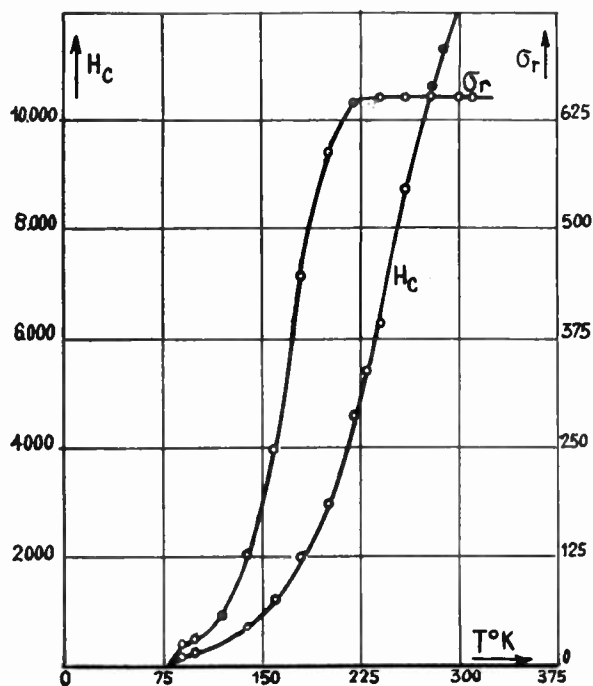


FIG. 10

alliage a fourni une riche moisson de résultats importants. Avec un coefficient de remplissage de l'ordre de 0,7, on pouvait attendre de l'aimant *MnBi* une énergie de l'ordre de $15 \cdot 10^6$. Malheureusement, de très grandes difficultés techniques de préparation n'ont pas permis son utilisation industrielle.

Grâce aux travaux de : NEEL, WEIL, AUBRY, MARQUAIRE, des poudres très fines de fer et de fer-cobalt ont été préparées par voie chimique et ont donné des résultats intéressants. Les aimants fabriqués à l'aide de ces poudres ont des énergies qui sont de l'ordre de grandeur de celles des Alnicos non orientés (poudre de fer : $B_r = 6\,000$, $H_c = 500$, $BH_{\max} = 1,2 \cdot 10^6$; poudre de fer-cobalt : $B_r = 7\,500$, $H_c = 570$, $BH_{\max} = 1,7 \cdot 10^6$).

Les aimants en poudre n'ont pas encore atteint leur plein développement. C'est une voie nouvelle d'obtention d'aimants qui offre de nombreuses possibilités, puisque trois facteurs conditionnent le champ coercitif et que les mécanismes paraissent maintenant établis.

c) AUTRES AIMANTS SPÉCIAUX

Parmi certains aimants spéciaux, nous citerons les aimants d'oxydes. Tout d'abord, les « vectolites », solution solide dont la composition est voisine de : 30 % Fe_2O_3 , 44 % Fe_3O_4 , 26 % Co_2O_3 , possédant un coercitif de 900 Oe, un B_r de 1 600 gauss et une énergie de $0,5 \cdot 10^6$.

A cet aimant d'oxydes, nous avons ajouté les aimants en ferrite de cobalt [7], qui possèdent un champ coercitif moyen de 2 000 Oe, un rémanent de 2 500 Gauss, pouvant atteindre 3 000, et une énergie de l'ordre de $1,5 \cdot 10^6$. Grâce à son grand champ coercitif, cet aimant peut-être utilisé dans tous les cas où le champ démagnétisant de forme

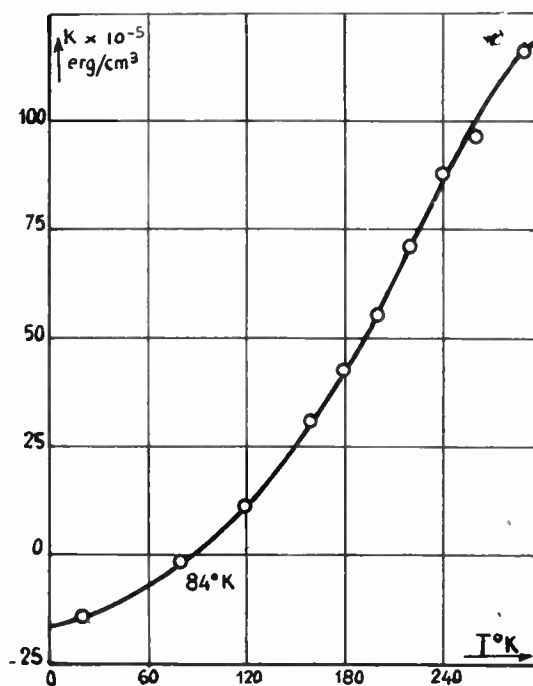


FIG. 11

est très important. Le champ coercitif augmente à basse température ; c'est ainsi qu'il atteint 20 000 Oe à 20° K [3] (il s'agit ici du champ coercitif qui annule σ).

Cette étude a mis en évidence le rôle joué par les trous [18] (nombre et diamètres). Sans trous, cet aimant ne possède qu'un coercitif de quelques centaines d'Oe.

Il s'agit là d'un nouveau type d'aimants que nous appellerons « aimants à trous », et qui offre à notre avis de belles perspectives d'avenir.

Citons également comme aimants à très grand champ coercitif : les fer-platine et cobalt-platine de W.H. qui, préparés en surstructure et en grains fins, possèdent un H_c atteignant 20 000 Oe. Citons enfin le silmanal (86,8 Ag, 8,8 Mn, 4,4 Al), de $H_c = 6 000$ Oe et $B_r = 550$ gauss, mais d'une énergie très faible : $BH_{\max} = 0,075 \cdot 10^6$.

REMARQUE

Nous ne nous étendrons pas sur les aimants obtenus par frittage à haute température ou par agglomération de poudre d'aimants. Il ne s'agit pas là de types nouveaux. En effet, les caractéristiques de ces aimants ne sont pas supérieures à celles des aimants coulés et moulés de même composition et, dans le cas de l'agglomération, l'énergie est de 10 à 15 % inférieure à celle de l'aimant massif correspondant. Mais ce sont des procédés de fabrication qui peuvent rendre de grands services car ils permettent l'obtention d'aimants ayant des formes très difficiles à obtenir par coulée — et ces procédés peuvent être économiquement avantageux.

II. — Alliages doux à haute perméabilité

Nous abordons maintenant l'étude des alliages à très haute perméabilité.

Des deux mécanismes élémentaires de l'aimantation, seul ici le déplacement de parois est à retenir, les rotations ne se produisant qu'exceptionnellement dans les champs faibles et ne conduisant d'ailleurs qu'à des perméabilités peu élevées [18 bis].

Pour obtenir des alliages à haute perméabilité, il sera donc nécessaire de réduire au minimum les énergies s'opposant aux déplacements des parois.

En ne tenant compte que de l'énergie de tension, BECKER donne la relation :

$$\chi_a = \frac{2}{9} \frac{J_s^2}{\lambda \sigma}$$

qui conduit à

$$\chi_{\max} \simeq \frac{2}{9} \frac{J_s^2}{\lambda^2 E} \quad (E = \text{module d'élasticité})$$

Cette formule est insuffisante pour interpréter tous les résultats et ne convient que dans le cas particulier où l'énergie de tension est prépondérante.

KERSTEN aboutit à la formule dans le cas des parois à 180° :

$$\chi_a = 0,13 \frac{\beta J_s^2}{K \frac{\delta}{d} \sqrt{\alpha}}$$

les différents coefficients ayant la même signification que dans le cas du champ coercitif.

Ce qu'il est essentiel de retenir, c'est que la perméabilité sera d'autant plus élevée que les énergies de tension et magnétocristalline seront faibles. Ce seront là les fils conducteurs qui guideront les recherches dans le domaine des alliages à haute perméabilité.

a) ALLIAGES A BASE DE FER-SILICIUM

Le *sendust* va nous permettre de préciser les mécanismes que nous venons d'indiquer. La figure 12 est un diagramme particulier de l'alliage ternaire fer-silicium-aluminium sur lequel sont portées les valeurs de K et de λ en fonction de la composition [19]. Dans le plan sont tracées les deux courbes : $\lambda = 0$ et $K = 0$; par un heureux hasard, ces deux courbes se coupent, le point d'intersection correspondant à la composition du *sendust*.

Cet alliage présente des propriétés remarquables. Sa perméabilité initiale est de 30 000 et son maximum de perméabilité atteint 120 000. A ces qualités, il joint une résistivité de 80 microhms . cm, qui est

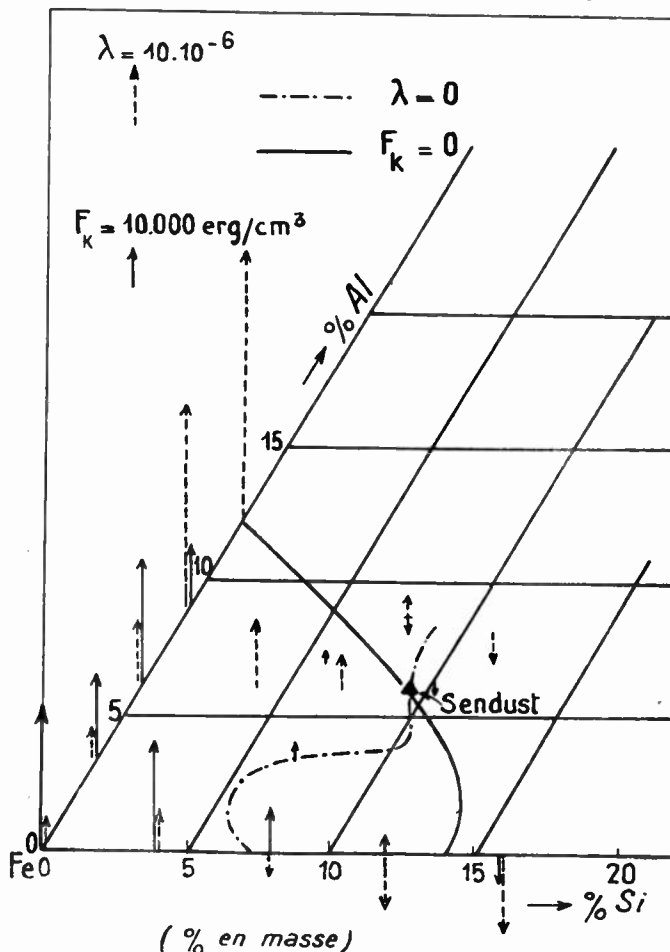


FIG. 12

une des plus élevées des alliages doux. Il peut être laminé ou être obtenu en grains fins. Il nous apparaît comme étant l'alliage de choix en télécommunications.

Citons également l'*hipersil*, appelé encore *corosil* : ses caractéristiques magnétiques et électriques sont données ci-dessous. Il a l'avantage, tout en ayant une bonne perméabilité, de posséder une induction à saturation de 20 000 G. Son utilisation sera tout particulièrement indiquée dans les transformateurs d'énergie.

En étudiant les propriétés magnétiques d'alliages fer-silicium, on a trouvé que les traitements thermiques dans un champ magnétique avaient un effet maximum pour des alliages contenant 6,4 % de Si environ [20]. Pour un monocristal, le cycle d'hystérésis devient carré après recuit magnétique et la perméabilité maximum atteint 3 800 000. Cette perméabilité constitue le record mondial actuel. La composition est à peu près celle qui correspond à une magnétostriction nulle ; elle est aussi voisine de la composition pour laquelle l'ordre atomique commence à être perceptible aux rayons X.

Cet alliage n'a pas encore été utilisé industriellement, il est encore du domaine du laboratoire ; mais il montre tout l'intérêt de recherches que présentent encore les alliages fer-silicium.

Alliages fer-silicium

	Fe	Si	Al	ρ microhm-cm.	Perméabilité initiale	Perméabilité maxim.	Induction
Sendust	85	9	5	80	30 000	120 000	10 000
Hipersil	97	3,3		48	1 500	40 000	20 000
Monocristal orienté	93,6	6,4				3 800 000	

b) ALLIAGES A BASE DE FER-NICKEL

Nous insisterons tout d'abord sur les propriétés générales de ces alliages qui justifient les compositions industriellement utilisées.

Les figures 13 (F. BRAILSFORD) reproduisent les variations de la saturation magnétique, de la résistivité, de la perméabilité maximum en fonction de la teneur en Ni, ainsi que la magnétostriction λ (nous remarquerons que c'est l'alliage à 82 % de Ni environ qui possède une magnétostriction nulle).

La figure 11 montre l'influence d'un refroidissement rapide, d'un refroidissement lent, d'un recuit magnétique, en fonction de la teneur en Ni (G. W. ELMEN, R. M. BOZORTH).

On a trouvé expérimentalement que ce sont les alliages à 78,5 % de Ni qui possèdent les perméabilités les plus élevées, alors que $\lambda = 0$ pour un alliage à 82 % de Ni. Il s'agit, pour l'alliage à 78,5 %, du meilleur compromis entre l'énergie magnétoélastique et l'énergie magnétocristalline, dont la valeur est nulle à environ 75 % de Ni.

Mais il existe, pour les alliages Fe-Ni, une complication supplémentaire : c'est que suivant que l'on effectue un refroidissement lent ou un refroidissement rapide, on obtient un état ordonné ou un état désordonné. Or, dans l'état ordonné, la magnétostriction est deux fois plus élevée ($\lambda \approx 4 \cdot 10^{-6}$) que dans l'état désordonné ($\lambda \approx 2 \cdot 10^{-6}$) [21]. Les traitements thermiques et même mécaniques seront

conditionnés par cette propriété ; ils devront être tels que l'ordre n'apparaisse pas.

D'un point de vue plus général, l'état ordonné est quelquefois favorable, comme par exemple dans les alliages fer-silicium et fer-manganèse ;

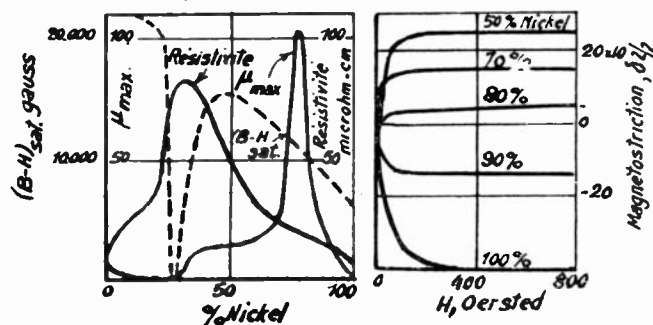


FIG. 13

au contraire, l'état ordonné est à rejeter dans les alliages Fe-Ni. Nous ne savons, pour le moment, prévoir l'état favorable.

Un progrès important a été réalisé en créant une direction de facile aimantation : soit par traitement

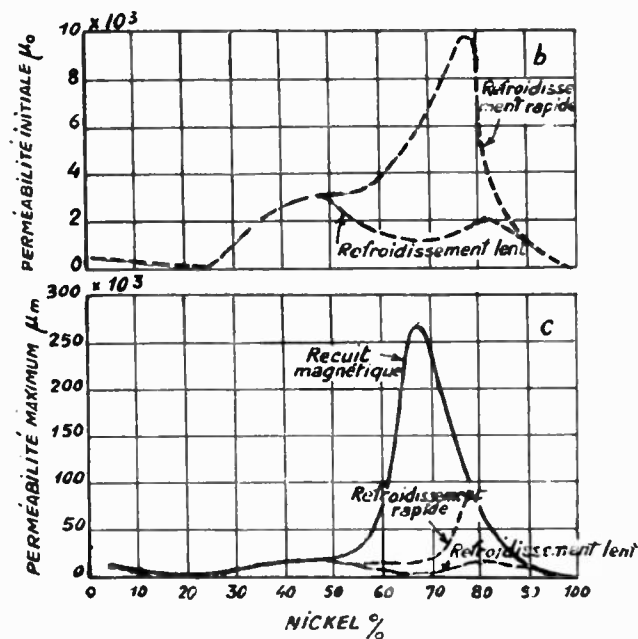


FIG. 14

thermique dans un champ magnétique (fig. 11), soit par un traitement mécanique par laminage à froid. La figure 15 (BRAILSFORD) montre les propriétés directionnelles des feuilles de mumétal de 0,38 mm d'épaisseur laminées à froid :

- (a) suivant la direction de laminage ;
- (b) à 15° de la direction de laminage ;
- (δ) à 90° de la direction de laminage.

L'orientation dans un champ magnétique est d'autant plus efficace que le point de Curie est plus élevé ; en conséquence, ce seront les alliages à 66-68 % de Ni qui, possédant le plus haut point de

Curie, donneront les propriétés directionnelles les plus marquées.

Nous venons d'esquisser rapidement les propriétés essentielles des alliages Fe-Ni : magnétostriction, énergie magnétocristalline, état ordonné et désordonné, point de Curie, traitement thermique dans un champ magnétique, traitement mécanique. La technologie de ces alliages doit tenir compte de

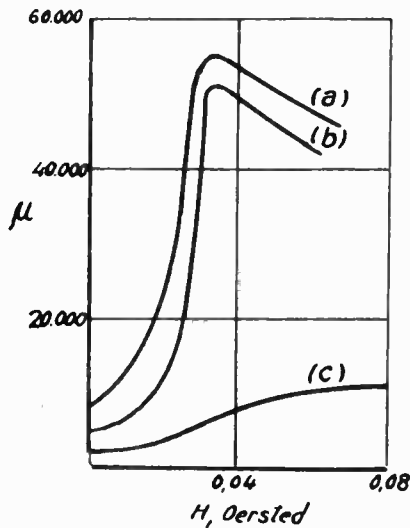


FIG. 15

toutes ces données capitales de façon à obtenir les propriétés désirées qui, le plus souvent, résultent d'un compromis.

Dans la série des alliages binaires, signalons le permalloy, l'hipernik, les anhysters et le rhométal dont les compositions font prévoir leurs différentes

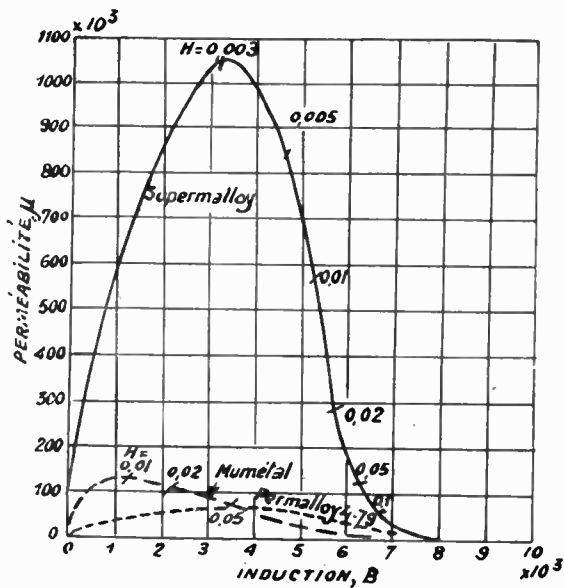


FIG. 16

propriétés. Le permalloy est particulièrement recherché pour sa haute perméabilité initiale, le rhométal et l'anhyster B pour leur forte résistivité et les autres alliages pour leur induction élevée.

En ajoutant du molybdène, du chrome, du cuivre aux alliages binaires, on a obtenu en particulier les : mumétal et supermalloy. Ces additions ont permis d'augmenter encore la perméabilité, tout en permettant des traitements thermiques plus simples.

Il s'agit là de phénomènes généraux qu'on peut expliquer par les considérations ci-dessus d'énergies et de point de Curie.

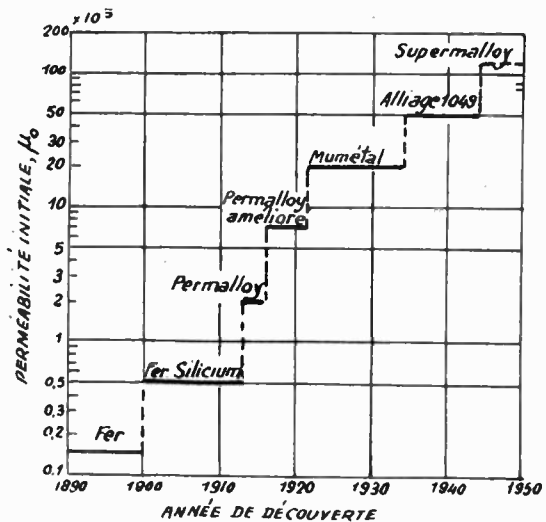


FIG. 17

C'est le supermalloy qui possède, de tous les alliages à base de Fe-Ni, la plus haute perméabilité : elle peut atteindre 1 000 000. Ces propriétés remarquables lui sont conférées par un recuit à 1 200-1 300° C dans l'hydrogène pur, traitement qui atténue à l'extrême les tensions internes de différentes origines. La figure 16 (BOOTHBY et BOZORTH) permet une comparaison entre le supermalloy, le permalloy et le mumétal. Le tableau III ci-dessous précise les compositions, les propriétés magnétiques et électriques de ces divers alliages. Les différentes applications s'en déduisent immédiatement. Enfin, la figure 17 (BOZORTH) permettra de juger des progrès accomplis.

TABLEAU III

Alliages à base de fer-nickel

	Ni	Fe	Mo	Cu	Cr	P	μ_0	μ_{max}	B	Hc
Permalloy ..	78,5	21,5				18	12 000	90 000	11 000	0,05
Hipernik ..	50	50				45	4 000	80 000	16 000	0,05
Anhyster B	36	64				80	2 000	10 000	12 000	0,50
Anhyster D	49	51				46	2 500	40 000	16 000	0,15
Rhométal	36	64				90	2 000	8 000	10 000	0,45
Mumétal au molybdène .	77	15,1	3,9	4		58	35 000	130 000	9 000	0,03
Mumétal au chrome	75	18		5	2	42	20 000	100 000	8 500	0,03
Alliage 1040	72	11	3	14		56	40 000	100 000	6 000	0,02
Supermalloy	79	15	15			60	100 000	800 000	8 000	0,04

Toutes les caractéristiques ne sont qu'approximatives ; ce ne sont que des ordres de grandeur, car il est très difficile de reproduire avec rigueur les propriétés des alliages Fe-Ni dans une fabrication industrielle. Leur métallurgie nécessite des contrôles rigoureux à tous les stades, car il faut tenir compte de tous les facteurs que nous venons d'énumérer et qui agissent sur les propriétés.

c) ALLIAGES FER-MANGANESE :

Dans ces alliages binaires, nous retiendrons l'alliage à 19 % de Mn dont la magnétostriction est nulle et qui, à l'état ordonné, possède une perméabilité de 8 000 [19].

d) ALLIAGES FER-COBALT-NICKEL :

Quelques-uns de ces alliages sont intéressants parce qu'ils ont des perméabilités indépendantes de l'intensité du champ dans une zone relativement

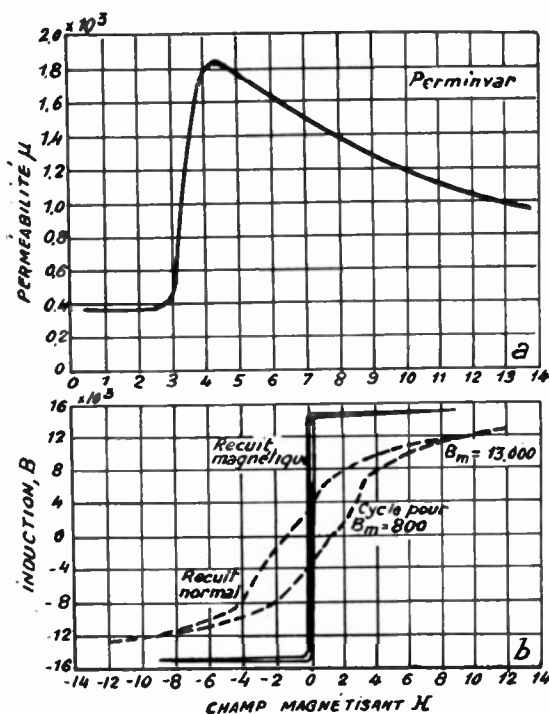


FIG. 18

grande. L'alliage le plus important est le *perminvar*, qui contient 30 % de fer, 25 % de cobalt et le reste en nickel. On réduit considérablement le cycle d'hystérésis par un recuit à 100° C dans un champ magnétique.

Les figures 18 (ELMEN et KELSALL) traduisent ses principales propriétés.

III. — Les ferrites

a) PROPRIÉTÉS GÉNÉRALES

Les propriétés magnétiques des ferrites sont connues depuis fort longtemps ; la pierre d'aimant des Grecs n'était autre que le ferrite de fer Fe_3O_4 .

En 1909, HILPERT a signalé l'intérêt des ferrites à cause de leurs faibles pertes par courants de Foucault. Cette découverte n'a pas suscité à cette époque un grand intérêt : les transmissions téléphoniques étant encore à fréquence vocale, on se préoccupait alors beaucoup plus des pertes par hystérésis que de celles par courants de Foucault.

MM. SNOEK, VERWEY, GORTER, POLDER, etc., des Etablissements Philips, ont repris l'étude des ferrites peu avant la dernière guerre. Cette étude était justifiée par la nécessité de disposer de matériaux à faibles pertes par courants de Foucault,

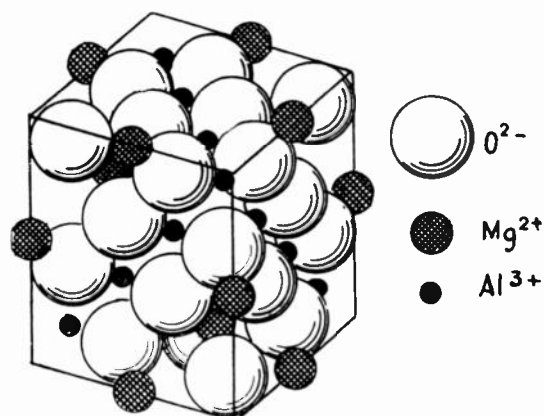
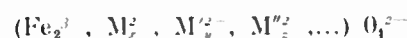


FIG. 19

en particulier pour la réalisation de bobines et transformateurs « hautes fréquences ».

Nous avons nous-mêmes, ainsi que NEEL et ses collaborateurs, entrepris également des recherches étendues sur les ferrites ; tous les résultats que nous donnons ci-après sont ceux de notre laboratoire [22].

Les ferrites répondent à la formule générale :



M, M', M'',... représentant les ions des métaux bivalents Mn, Fe, Co, Ni, Mg, Zn...

Il peut s'agir soit de ferrites simples ne contenant qu'une seule espèce d'ions bivalents, soit de ferrites dits « mixtes » dans lesquels on incorpore plusieurs ions bivalents.

Tous les ferrites qui nous intéressent possèdent un réseau cristallin identique à celui des spinelles du type MgAl_2O_4 (fig. 19). Les ions oxygène, plus gros que les autres, forment un empilement cubique compact. Dans les interstices se placent les ions métalliques ; ces derniers ont à leur disposition deux sortes de cavités : les cavités tétraédriques (sites A) entourées de quatre voisins oxygène, et les cavités octaédriques (sites B) entourées de six voisins oxygène. Dans chaque molécule, un site A et deux sites B sont occupés.

Dans la structure *normale*, les sites A sont occupés par les ions M^{2+} et les sites B par les ions Fe^{3+} . Dans la structure dite *inverse*, ce sont les sites A qui sont occupés par les ions Fe^{3+} , les autres ions trivalents et bivalents, à égalité, se répartissent au hasard dans les sites B.

NEEL [23] a émis l'hypothèse que le ferromagnétisme des ferrites est essentiellement dû à des interactions négatives d'échange entre les spins des ions A et B, ce qui entraîne comme conséquence la distribution antiparallèle des moments de ces ions. Dans ces conditions, dans une structure à 100 % inverse, les spins des ions Fe^{3+} se compensent et le moment mesuré est celui des ions M^{2+} . La figure 20 montre d'une façon schématique comment on peut représenter ce mécanisme.

FERRITES SIMPLES DE MN, Fe, Co, Ni

Nous avons choisi des ions conduisant à des ferrites inverses très stables, et donc bien caractérisés

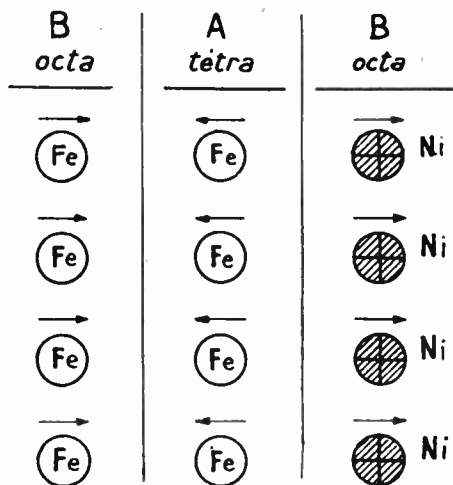


FIG. 20

par la valeur n de leur moment à saturation et exprimé en magnétons de Bohr (μ_B). Nous avons comparé ces moments aux moments calculés en supposant que, seuls, les ions M^{2+} sont responsables du moment. Les ions Mn, Fe, Co, Ni étant respectivement dans les états $3d^5$, $3d^6$, $3d^7$, $3d^8$, les moments de spins sont respectivement de 5, 4, 3, 2 magnétons de Bohr.

Pour le ferrite de Ni, le moment expérimental est de $2,40 \mu_B$. Des mesures du facteur de Landé sur un monocristal conduisant à $g = 2,20$ permettent d'attribuer l'excès sur le moment prévu ($2 \mu_B$) à une fraction du moment orbital.

Quant au ferrite de cobalt, des mesures paramagnétiques des sels de cobalt permettent de lui attribuer un moment orbital important qui expliquerait l'écart entre la valeur expérimentale 3,70 et la valeur théorique 3.

En ce qui concerne l'ion Fe^{2+} , l'accord est excellent entre le moment théorique prévu ($1 \mu_B$) et le moment expérimental ($4,03 \mu_B$).

SUBSTITUTION DES IONS BIVALENTS

La stabilité d'arrangement des ions Mn^{2+} , Co^{2+} , Ni^{2+} nous a permis l'étude des systèmes mixtes ($\text{Fe}_2\text{O}_3 \cdot \text{NiO} \cdot \text{MnO}$), ($\text{Fe}_2\text{O}_3 \cdot \text{CoO} \cdot \text{NiO}$) et ($\text{Fe}_2\text{O}_3 \cdot \text{CoO} \cdot \text{MnO} \cdot \text{NiO}$). Là encore, si le schéma est correct, le moment ne doit dépendre que des ions bivalents.

Les résultats des mesures conduisent à la conclusion que, dans le cas d'un ferrite doublement ou triplement substitué, seuls les ions bivalents interviennent avec leur moment propre.

SUBSTITUTION DES IONS Mn^{2+} , Co^{2+} , Ni^{2+} PAR LE ZINC

La figure 21 reproduit les variations du moment n en fonction des titres moléculaires en MnO , CoO , NiO . On voit que les droites passant par les premiers points figuratifs des moments s'extrapolent à 10 magnétons de Bohr.

Ces propriétés, jusqu'au titre de 65 % moléculaire de M^{2+} , s'expliquent par le schéma envisagé. En effet, les ions Zn^{2+} , qui ont tendance à former des ferrites normaux, se placent sur les sites tétraédriques A et les ions Fe^{3+} prennent la place des ions Ni^{2+} sur les sites octaédriques B. Le bilan, du point de vue moment, est alors le suivant : pour un ion Ni^{2+} substitué, on perd $2,40 \mu_B$ puisque l'ion Zn n'a pas de moment ; mais les deux ions Fe^{3+} ont leurs moments parallèles, d'où l'extrapolation à $(5 + 5) = 10 \mu_B$. Nos résultats confirment donc cette hypothèse et permettent d'attribuer à l'ion Fe^{3+} un moment de $5 \mu_B$, ce qui est aussi conforme à la valeur de g mesurée sur le ferrite ($\text{Fe}_2\text{O}_3 \cdot \text{MnO}$).

Nous pourrions multiplier les preuves : elles conduisent à un bon accord entre la théorie et l'expérience. On trouvera des renseignements détaillés sur les propriétés des ferrites dans nos travaux originaux [24].

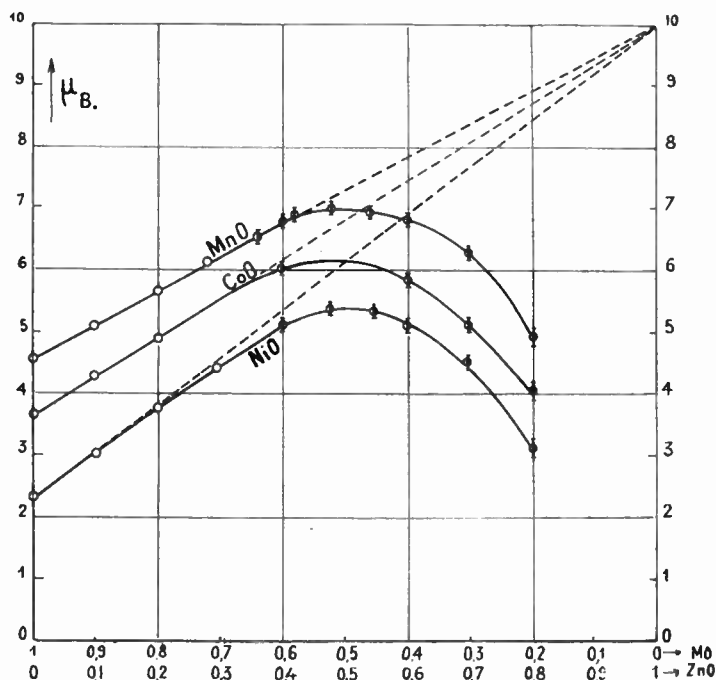


FIG. 21

LES APPLICATIONS DES FERRITES

Du fait de leur induction de saturation peu élevée (elle atteint, en effet, un maximum de 5 600 G dans

les champs forts et à la température ordinaire pour un ferrite mixte de manganèse et de zinc contenant environ 40 % de Mn), les ferrites ne pourront remplacer, dans la majorité des cas, les tôles au silicium dans la construction électrique. De plus, leur perméabilité atteint au maximum 5 000 — c'est du moins la plus forte valeur que nous ayons obtenue jusqu'ici, — ils ne pourront que difficilement concurrencer les alliages à base de fer-nickel, par exemple, dans leur utilisation aux très basses fréquences. Mais il reste aux ferrites un champ d'applications considérable.

Pour pouvoir envisager ces utilisations, nous allons donner leurs principales caractéristiques [25] qui permettront de les comparer aux autres matériaux ferromagnétiques doux. Les coefficients que nous donnons sont ceux relatifs aux meilleurs ferrites que nous sachions préparer et que nous pouvons reproduire à l'échelle du laboratoire.

Nous utiliserons les relations qui sont d'un emploi généralisé dans le domaine des télécommunications où les ferrites présentent un grand intérêt.

Les coefficients de pertes par courants de Foucault (F_n), hystérétiques (h), résiduelles (t) sont définies par l'équation :

$$R = F_n \cdot L \left(\frac{f}{800} \right)^2 + h \cdot L \cdot \frac{Ni}{l} \cdot \frac{l}{800} + t \cdot L \cdot \frac{l}{800}$$

où R (ohms) est la résistance équivalente aux pertes dans le fer, à la fréquence f , d'une bobine de N spires, de longueur l (cm) et d'inductance L (henrys) parcourue par un courant alternatif d'intensité i ampères.

On a :

$$F_n = 0,03$$

$$h = 800$$

$$t = 13$$

la perméabilité initiale étant de 1 000. Il s'agit là de coefficients propres au matériau, déterminés sur tore sans entrefer.

M. ANDRIEUX [26] signale un autre paramètre C_k plus discriminatif que h , défini par

$$R_k = 20^{-6} C_k \mu / L B_0$$

R_k représentant la partie de la résistance série due aux pertes hystérétiques (en ohms), l'induction dans le noyau étant B_0

$$C_k \approx 700 \frac{h}{\mu^2}$$

On trouve $C_k = 0,56$.

Ajoutons à ces données : la résistivité qui est de l'ordre de 100 ohms. cm, la constante diélectrique d'environ 100 000 ; le point de Curie compris entre 150 et 200 °C. La figure 22 donne la variation de la perméabilité en fonction de la température.

Mais il est nécessaire d'insister sur le fait que par suite de la possibilité que l'on a, dans la prépara-

tion des ferrites, de faire varier les pourcentages, le nombre et la nature des ions, on peut obtenir un grand nombre de gammes de caractéristiques et les adapter ainsi au mieux de l'utilisation.

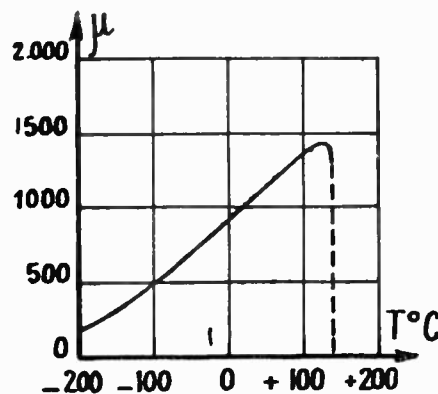


Fig. 22

b) APPLICATIONS

1) BOBINES POUR FILTRES

Il s'agit d'obtenir ici le facteur de qualité Q ($Q = \frac{L\omega}{R}$) le plus élevé possible, dans le domaine de fréquence le plus étendu.

Il est indispensable, dans ce genre d'applications, d'utiliser le ferrite avec entrefer, afin de diminuer le coefficient de température.

Nous donnons dans le tableau IV ci-dessous les principales caractéristiques des différents matériaux utilisés actuellement, le ferrite y figure avec des coefficients ramenés à la perméabilité 100 pour permettre une comparaison aisée.

TABLEAU IV

Nature de la poudre	Diamètre des grains microns	Désignation du mélange	μ	F_n	h	t	Coefficient de température de la perméabilité % par °C	Coefficient hystérétique Ch
H chimique carbonyle	1 à 7	P 6	$6 \pm 0,6$	0,004	0,2	0,3	-0,003	3,9
		P 13	$13 \pm 1,3$	0,02	1,5	1,0	-0,010	6,2
E carbonyle	1 à 7	P 18	$18 \pm 1,8$	0,04	4,0	1,0	-0,010	8,65
Cn carbonyle	1 à 7	P 55	$55 \pm 5,5$	0,10	38,0	7,0	+0,030	8,8
Cs carbonyle	1 à 7	P 49	$49 \pm 4,9$	0,05	32,0	5,5	+0,03	9,3
120 alliage mécanique	2 à 11	P 120	120 ± 18	1,5	85,0	8	+0,040	4,1
ferrite massif			100	0,003	8	1,3	+0,04	0,56

La supériorité du ferrite est concrétisée sur la figure 23 qui donne $Q = g(f)$. Dans un très large intervalle de fréquences, le Q dépasse largement 1 000 et on obtient encore avec ce même matériau des Q très élevés jusqu'à quelques MHz.

Il s'agit là d'une courbe qui marque une limite inférieure, car ces mesures ont été effectuées, dans tout l'intervalle de fréquences, sur une même forme de pot. Par une étude systématique de la forme du pot et de la valeur de l'entrefer, il serait possible de relever encore cette courbe vers les plus hautes fréquences.

Des valeurs de Q aussi importantes posent, en Europe en particulier, un problème d'adaptation. Dans les systèmes à 12 voies, par exemple, les fréquences de prémodulation ont été choisies assez basses afin d'utiliser au mieux les propriétés des poudres de fer. Pour profiter des très grandes valeurs de Q des ferrites, ces fréquences devraient être plus élevées.

2) TRANSFORMATEURS A LARGE BANDE

Les ferrites trouvent des applications particulièrement intéressantes dans les transformateurs à large bande.

Dans ces transformateurs, l'affaiblissement dans la bande utile doit être le plus faible possible, alors qu'en dehors de cette bande l'affaiblissement doit croître très rapidement.

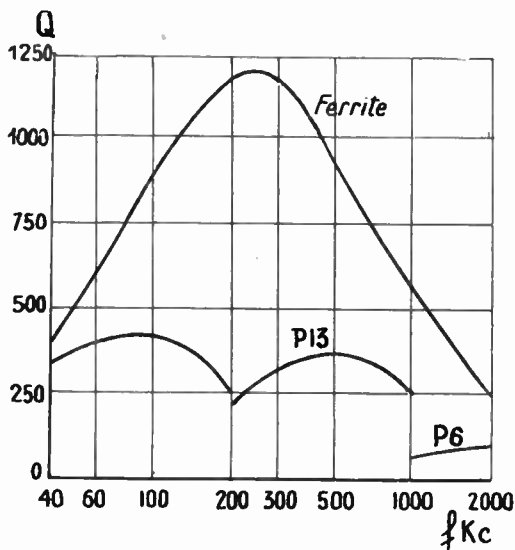


FIG. 23

Nous donnons figure 24 (PRACHE) les courbes représentant, dans le plan complexe, l'impédance primaire en fonction de la fréquence d'un ferrite de manganèse et de magnésium dont la perméabilité est de 2 100, et d'un mumétal au molybdène (en pointillés), de perméabilité 10 000, en tôles de 0,05 mm d'épaisseur. Par suite de la grande perméabilité, la courbe relative au mumétal s'écarte plus rapidement de l'origine, mais, à la fréquence de 50 kHz, elle a déjà rejoint la bissectrice du premier quadrant. Il en résulte que, malgré sa grande perméabilité, le mumé-

tal ne permet pas une bande de fréquence aussi étendue que le ferrite.

La résistance à la résonance, qui est l'équivalent dérivé de la résistance de pertes, est beaucoup plus faible pour le mumétal que pour le ferrite. Ce fait, joint à l'effet de peau magnétique qui courbe vers le bas, dès 50 kHz, la courbe du mumétal, entraîne un affaiblissement beaucoup plus grand pour le mumétal que pour le ferrite et une coupure beaucoup moins franche à la fréquence inférieure.

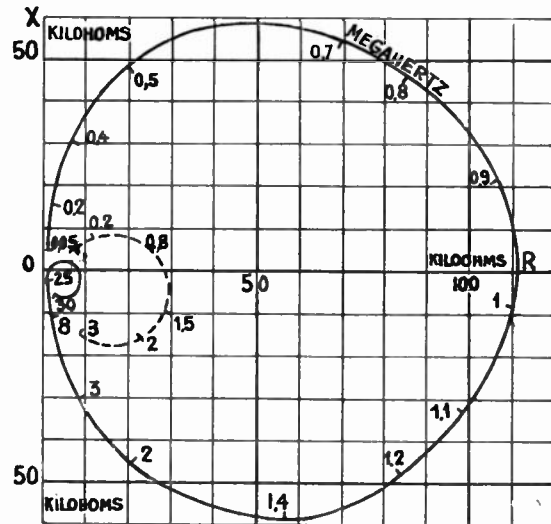


FIG. 24

Des essais effectués sur des transformateurs en ferrite ont confirmé ces résultats.

Nous venons de nous étendre un peu longuement sur les applications pour lesquelles le ferrite nous a donné jusqu'ici d'excellents résultats. Mais il existe un très vaste domaine encore à peine exploré et que nous indiquerons très sommairement.

3) MAGNÉTOSTRICITION [27]

Il est possible, en jouant sur la composition du ferrite, d'obtenir des magnétostrictions qui s'étagent de $300 \cdot 10^{-6}$ jusqu'à des valeurs qui sont à la limite de nos appareils de mesure ($\lambda \approx 10^{-8}$ [27 bis]). Ces propriétés font que la résonance de magnétostriction peut être extrêmement aiguë. Elle se manifeste sur la courbe d'impédance par une courbe d'assez grande amplitude. Cette boucle se produit sur quelques hertz seulement. La figure 25 (M^{me} Saintesprit) se rapportant à un noyau toroïdal en donne un exemple — l'impédance complexe a été mesurée dans la gamme des fréquences voisine de la fréquence de première résonance du tore.

On sait que le facteur de qualité mécanique q est égal au rapport de la fréquence de résonance, soit 80 400 hertz dans le cas de la figure, à la différence des fréquences correspondant aux deux extrémités du diamètre vertical du cercle. Il a été trouvé égal à 5 000, ce qui est l'équivalent d'un quartz de qualité médiocre. Mais ces recherches n'en sont encore qu'à leur début et il n'est pas téméraire d'envisager une augmentation notable de q .

Par ces procédés de purification, il est possible d'obtenir des tôles à chaud dont les pertes ne dépassent pas 1 watt/kg pour une induction de 10 000 gauss. Mais le carbone n'est pas seul nuisible ; il faut y ajouter le soufre, le phosphore, l'azote.

V. — Alliages à haute saturation

Il est du plus haut intérêt, dans la construction des moteurs en particulier, d'avoir à sa disposition un alliage à induction très élevée.

Dans ce domaine, il ne s'agit plus d'aimantation initiale. La dynamique des parois ne joue plus ici

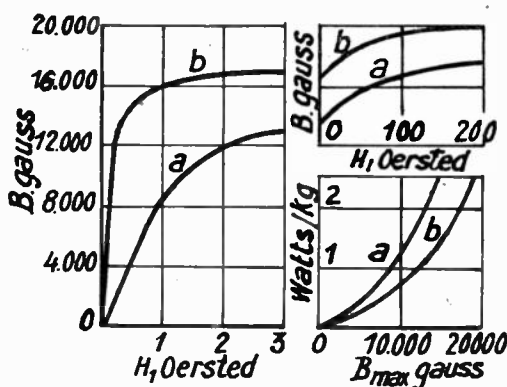


FIG. 27

qu'un rôle secondaire ; il s'agit en fait de la cause même du ferromagnétisme, à savoir l'existence de spins électroniques non compensés des couches 3 d. Seuls les alliages fer-cobalt ont jusqu'à présent permis d'obtenir une saturation plus élevée que celle du fer. C'est l'alliage à 50 % de cobalt environ qui présente la plus haute induction pour un champ inférieur à 1 000 Oe. Cet alliage porte le nom de *per-mendur*.

L'intérêt de cet alliage n'est d'ailleurs pas considérable, l'augmentation de l'induction par rapport au fer n'étant que de 10 à 15 % ; par contre, le cobalt est cher et difficile à laminier. L'adjonction de chrome et de vanadium rend l'alliage plus malléable mais diminue l'induction.

Nous voici arrivés à la fin de cette causerie. Nous n'avons retenu que les faits essentiels, et nous avons voulu surtout montrer l'évolution rapide des propriétés des matériaux ferromagnétiques, matériaux qui conditionnent dans une large mesure les progrès dans la construction électrique, les télécommunications, l'électronique, etc.

J'associe tous mes collaborateurs aux différents travaux effectués dans mon laboratoire. Ce n'est que par un travail d'équipe, et en disposant de moyens matériels suffisants, que la Recherche française pourra efficacement soutenir l'Industrie et suivre le rythme accéléré que lui impose la concurrence internationale.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Charles GUILLAUD. — Thèse, Strasbourg, 1943 ; et Charles GUILLAUD. — Journal des Recherches du C.N.R.S., N° H.S., p. 27-33 (1946).
- [2] Charles GUILLAUD et Madeleine ROUX, C.R., **229**, p. 1062-1064 (1949).
- [3] Ch. GUILLAUD, R. VAUTIER, S. MEDVEDIEFF, C.R., **230**, p. 60 (1950).
- [4] Voir WEIL. Colloque international de Grenoble, J. Phys. (1951), p. 289.
- [5] R. BECKER. Z. Physik, **62**, 253 (1930) et Ferromagnetismus, J. Springer, Berlin.
- [6] KERSTEN. Z. Physik, **44**, 63 (1943).
- [7] KERSTEN. Z. Physik, **124**, 714 (1948).
- [8] NEEL, Ann. Univ. Grenoble, **22**, 299 (1946).
- [9] Ch. GUILLAUD, Colloque international de Grenoble, J. Phys. p. 344, 1951.
- [10] Voir K. HOSELTZ, Colloque international de Grenoble, J. Phys. p. 300, 1951.
- [11] Ch. GUILLAUD, Thèse Strasbourg 1943.
- [12] Ch. GUILLAUD, Pli cacheté déposé le 8 mars 1943, N° 11 887. C.R. Acad. Sc. **229**, 992 (1949).
- [13] Ch. GUILLAUD, Cahiers de Physique, p. 65 (1943).
- [14] Ch. GUILLAUD, Comm. Soc. franç. de Physique, Strasbourg 31 mai 1947. J. Phys. **8**, N° 10, 34 S (1947).
- [15] Ch. GUILLAUD, R. BERTRAND, J. Recherches C.N.R.S., N° 9 (1949).
- [16] Ch. GUILLAUD, C.R. Acad. Sc., **229**, 818 (1949).
- [17] L. NEEL, C.R. Acad. Sc., **224**, 1550 (1947).
- [18] [bis] STONER, Phil. Trans. Roy. Soc. A, **240**, 599 (1948).
- [19] Ch. GUILLAUD, S. MEDVEDIEFF, brevets français 1950.
- [20] Ch. GUILLAUD, résultats non encore publiés.
- [21] Ch. GUILLAUD, R. BERTRAND, C. R. Acad. Sc., **227**, 47 (1948).
- [22] Ch. GUILLAUD, R. BERTRAND, J. Recherches C.N.R.S., N° 8, 1 (1949).
- [23] Ch. GUILLAUD, R. BERTRAND, R. VAUTIER, C.R. Acad. Sc., **228**, 1403 (1949).
- [24] Ch. GUILLAUD, Les rotations dans l'aimantation, Colloque international du magnétisme à Grenoble. J. Phys., **12**, 1951.
- [25] J. L. SNOEK, New developments in ferromagnetic materials, Amsterdam (1947).
- [26] M. GOETZ, Bell Telephone Laboratories, Murray Hill, New Jersey, U.S.A.
- [27] E. JOSSE, Colloque international du Magnétisme, Grenoble (1950).
- [28] Ch. GUILLAUD, Propriétés magnétiques des ferrites, Colloque de Grenoble, J. Phys. mars 1951, **12**.
- [29] L. NEEL, Ann. Physique, **1**, 138 (1948).
- [30] 1) C. GUILLAUD, M. ROUX, C.R. Acad. Sc., **229**, 1133 (1949).
- [31] 2) C. GUILLAUD, R. VAUTIER, S. MEDVEDIEFF, C.R. Acad. Sc., **230**, 60 (1950).
- [32] 3) C. GUILLAUD, H. CREVAUX, C.R., Acad. Sc., **230**, 1256 (1950).
- [33] 4) C. GUILLAUD, H. CREVAUX, C.R. Acad. Sc., **230**, 1458 (1950).
- [34] 5) M. SAGE, C. GUILLAUD, C. R. Acad. Sc., **230**, 1749 (1950).
- [35] 6) GUILLAUD, YAGER, MERRITT, KITTEL, Phys. Rev., **79**, 181 (1950).
- [36] 7) C. GUILLAUD, J. Phys., **11**, 2E, oct, 1950.
- [37] 8) C. GUILLAUD, M. SAGE, J. Phys., **11**, 4E, déc. 1950.
- [38] 9) YAGER, MERRITT, GUILLAUD, Phys. Rev., **81**, 477 (1951).
- [39] 10) C. GUILLAUD, A. MICHEL, J. Phys., **12**, 65, jan. 1951.
- [40] 11) C. GUILLAUD, C.R. Acad., **232**, 944 (1951).
- [41] 12) C. GUILLAUD, R. BERTRAND, J. Recherches C.N.R.S., N° 11 (1950).
- [42] 13) C. GUILLAUD, J. Recherches C.N.R.S., N° 12 (1950).
- [43] [25] C. GUILLAUD, A. BARBEZAT, J. Recherches C.N.R.S., N° 11 (1950).
- [44] C. GUILLAUD, Colloque de Grenoble, J. Phys. **12**, 498 (1951)
- [45] [26] P. ANDRIEU, Câbles et Transmission, N° 2, 101 (1951).
- [46] [27] Etude faite en collaboration avec M. PRACHE, Mme SAINT-ESPRIIT, M. ROUX.
- [47] [27 bis] VAUTIER, résultats non encore complètement publiés.

*Équipements pour l'Électronique
et les Hyperfréquences*

★

TOUS TYPES D'ANTENNES



CONNECTEURS COAXIAUX POUR TOUS
CABLES NORMALISÉS

AMEP

(NOUVEAU SERRE CABLE BREVETÉ S. G. D. G.)

★

CATALOGUE SUR DEMANDE

**L'APPAREILLAGE MÉCANIQUE
ÉLECTRIQUE ET PLASTIQUE**

12, rue Newton — PARIS-16°

KLÉ 03.65

LIE



MATÉRIEL CATALOGUE

Catalogue n° 104

Transformateurs, Selfs, Tourne-Disques
Correcteur Universel etc...

Catalogue n° 202

Appareils de Mesures

Tous Appareils d'Enregistrement Magnétique

MATÉRIEL SUR COMMANDE

Toutes pièces détachées spéciales : Transformateurs,
Selfs, Atténuateurs etc... Filtres d'Octaves, de 1/2
Octaves, de 1/3 d'Octaves. Filtres passe bas, passe haut
et passe bande. Console de prise de sons à 6 entrées.
Valise de radio reportage. Dispositif de secret télé-
phonique. Installation de télégraphie harmonique.

LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ

41, R. Emile ZOLA, MONTREUIL SOUS BOIS (Seine)
(Avron 39-20)

CATALOGUE, TARIFS, DEVIS SUR DEMANDE

" PUBLI-COIRAT 1952-1 "

LES CABLES DE LYON
170, Avenue JEAN-JAURES LYON

**CABLES H.F.
ET U.H.F.**

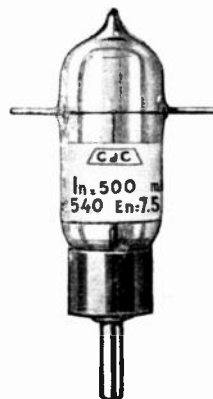
**CABLE DE
LIAISON POUR
STATION
HERTZIENNE**

TÉLÉVISION

ÉMISSION

RÉCEPTION

MESURES HF



**THERMOCOUPLES
DANS
LE VIDE**

**A BROCHES
A CORNES**

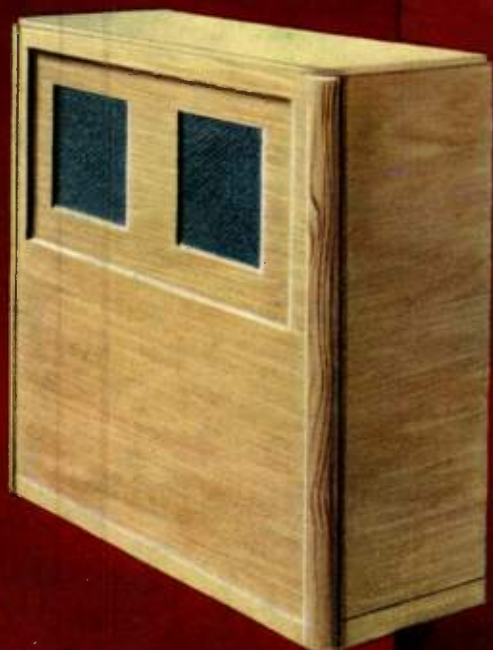
(NOTICE 7501)

**COMPTEURS
MONTROUGE**

1952
L'ONDE

National Bureau of Standards
Central Radio Propagation Laboratory
Library
Boulder, Colorado
JUILLET 1952
PRIX : 300 FRANCS
ÉLECTRIQUE

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e



**NOTRE
COUVERTURE**

Une intéressante réalisation
technique française :
l'IONOPHONE des Ets AUDAX

**NUMÉRO
Spécial**
CONSACRÉ À
L'ÉLECTRO-
ACOUSTIQUE

12 VOIES SUR UNE SIMPLE LIGNE *aérienne*

EQUIPEMENTS
TÉLÉPHONIQUES

Multiplex

PAR

**COURANTS PORTEURS
SUR LIGNE AÉRIENNE**

- RÉGULATION AUTOMATIQUE avec marge de 72 db sans répéteur.
- TRÈS GRANDE SENSIBILITÉ
- SYNCHRONISME ABSOLU
- MATÉRIEL TROPICALISÉ conforme aux spécifications C.C.I.F.

**COURANTS PORTEURS
SUR CABLE**

- 48 VOIES SUR 2 PAIRES

TRT

26, RUE BOYER — PARIS-XX^e — TÉLÉPHONE : MÉNIL 62-94

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN
FRANCE 2000 F
ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON
40, Rue de Seine — PARIS (6^e)
C. C. P. PARIS 53-35

Prix spécial
de ce Numéro
300 francs

Vol. XXXII

JUILLET 1952

Numéro 304

NUMÉRO SPÉCIAL CONSACRÉ A L'ELECTROACOUSTIQUE

SOMMAIRE

		Pages
Qualité en radiodiffusion et les systèmes compresseur-décompresseur	A. WARNIER.	261
Structure cristalline et propriétés électroacoustiques des films magnétiques	A. LOVICH J. P. DERIAU.	275
L'enregistrement et la reproduction phonographique	P. GILOTAUX.	289
Progrès et tendances de l'enregistrement magnétique à haute fidélité	F. GALLET.	295
Le problème de la normalisation des appareils de prothèse auditive et des méthodes de mesures	P. CHAVASSE R. LEHMANN.	302
L'ionophone	S. KLEIN.	314
Récents progrès de l'acoustique architecturale	A. C. RAES.	321
La modulation de fréquence en acoustique architecturale	J. PUJOLLE R. LAMORAL.	331
Deux applications de la notion de distorsion spatiale	J. BERNHART.	334

*L'abondance des matières nous oblige à reporter la publication des deux articles suivants
en octobre (N° 307) :*

Le centre basse fréquence Pierre BOURDAN, par L. CONTURIE, *Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion Française.*
L'exploitation des studios de radiodiffusion et le nouveau matériel de la S. F. R.,
par CORDONNIER, *Ingénieur Conseil à la S. F. R.*, et BERNARD, *Ingénieur à la S. F. R.*

Sur la couverture :

Une intéressante réalisation technique française : l'ionophone (Etablissements AUDAX)

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38
CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général **FERRIÉ**, Membre de l'Institut.

† **H. ABRAHAM**, Professeur à la Sorbonne.

† **A. BLONDEL**, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† **A. PÉROT**, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† **J. PARAF**, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† **R. MESNY** (1947) — † **H. ABRAHAM** (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

- 1922 **M. de BROGLIE**, Membre de l'Institut.
- 1923 **H. BOUSQUET**, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
- 1924 **R. de VALBREUZE**, Ingénieur.
- 1925 † **J.-B. POMEY**, Inspecteur Général des P.T. T.
- 1926 **E. BRYLINSKI**, Ingénieur.
- 1927 † **Ch. LALLEMAND**, Membre de l'Institut.
- 1928 **Ch. MAURAIN**, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris
- 1929 † **L. LUMIÈRE**, Membre de l'Institut.
- 1930 **Ed. BELIN**, Ingénieur.
- 1931 **C. GUTTON**, Membre de l'Institut.
- 1932 **P. CAILLAUX**, Conseiller d'Etat.
- 1933 **L. BRÉGUET**, Ingénieur.
- 1934 **Ed. PICAULT**, Directeur du Service de la T. S. F.
- 1935 † **R. MESNY**, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
- 1936 † **R. JOUAUST**, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
- 1937 † **F. BEDEAU**, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
- 1938 **P. FRANCK**, Ingénieur général de l'Air.
- 1939 † **J. BETHENOD**, Membre de l'Institut.
- 1940 † **H. ABRAHAM**, Professeur à la Sorbonne.
- 1945 **L. BOUTHILLON**, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
- 1946 **R.P. P. LEJAY**, Membre de l'Institut.
- 1947 **R. BUREAU**, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
- 1948 **Le Prince Louis de BROGLIE**, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
- 1949 **M. PONTE**, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
- 1950 **P. BESSON**, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
- 1951 **Général LESCHI**, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1° De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1° Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2° Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3° Visites de diverses installations radioélectriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4° Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse)

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.

Président désigné pour 1953 :

M. P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.

Vice-Présidents :

MM. B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.

R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.

R. AUBERT, Directeur général adjoint de la S. F. R.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises

Trésorier :

M. R. CABELLA, Ingénieur à la Société L. M. T.

Secrétaires :

MM. J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.

H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Études générales.	Colonel ANGOT .	M. LAPOSTOLLE .
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON .	M. ADAM .
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE .	M. POINCELOT .
4	Télévision.	M. MALLEIN .	M. ANGEL .
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE .	M. GUÉNARD .
6	Electronique.	M. CAZALAS .	M. PICQUENDAR .
7	Documentation.	M. CAHEN .	M. CHARLET .
			Mme COURTILLOT

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — **M. J. BENOIT**, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — **M. J. MOUSSIEGT**, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1° Membres titulaires, particuliers 1 600 F.

— sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré
25 000 F. } de la société
ou 50 000 F. } ou collectivité

2° Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 800 F.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.

3° Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.

4° Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.

5° Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

QUALITÉ EN RADIODIFFUSION ET LES SYSTÈMES COMPRESSEUR-DECOMPRESSEUR, par A. WARNIER, *Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston*, *Onde Electrique* de Juillet 1952 (pages 261 à 274).

Cette étude commence par un tour d'horizon sur les performances actuelles des émetteurs de Radiodiffusion, dans leurs répercussions sur la qualité musicale.

A côté de problèmes pour ainsi dire résolus, et même, parfois dépassés, et il en est pour lesquels on reste très en retard ; parmi ceux-ci la double question de la dynamique et du bruit de fond.

C'est à ce problème que répondent les couples compresseur-décompresseur. Dans la 2^e partie de l'étude, les difficultés fondamentales de ces appareils sont évoquées, et un système de réalisation est décrit.

STRUCTURE CRISTALLINE ET PROPRIÉTÉS ELECTRO ACOUSTIQUES DES FILMS MAGNÉTIQUES, par A. LOVICH et J. F. DERIAUD, *Ingénieurs à la Société Kodak-Pathé*, *Onde Electrique* de Juillet 1952 (pages 275 à 288).

Tous les films magnétiques du marché mondial peuvent être classés en deux groupes distincts : les films haute vitesse et les films basse vitesse.

Après avoir exposé en détail une méthode générale de mesure, on étudie les propriétés électro acoustiques comparées des deux types de films. Ces propriétés diverses résultant de l'utilisation de deux variétés magnétiques d'oxyde de fer dont les propriétés magnétiques statiques très différentes se déduisent des formes macroscopiques des cristaux.

On établit les relations qui permettent la prédétermination des caractéristiques électroacoustiques finales des deux types de films à partir des propriétés magnétiques statiques des oxydes correspondants.

L'ENREGISTREMENT ET LA REPRODUCTION PHONOGRAPHIQUE, par P. GILOTAUX, *chef des Services Techniques de la Société Pathé-Marconi*, *Onde Electrique* de Juillet 1952 (pages 289 à 294).

Cet article vient en complément d'un article précédent publié dans l'*Onde Electrique* de Juillet 1950. A cette époque commençait une refonte des méthodes d'enregistrement due au développement du microsillon et de l'enregistrement sur bande magnétique. Depuis la situation s'est stabilisée et le présent article a pour but de faire le point de la situation aussi bien pour l'enregistrement que pour la reproduction. Les méthodes d'enregistrement et les caractéristiques demandées au matériel sont décrites. En outre il est fait un rappel de quelques relations fondamentales théoriques et des normes standard d'enregistrement.

La fabrication des disques n'a pas été traitée.

PROGRÈS ET TENDANCES DE L'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE A HAUTE FIDÉLITÉ, par F. GALLET, *Ingénieur de la Radiodiffusion Française*, *Onde Electrique* de Juillet 1952 (pages 295 à 301).

Les principes généraux de l'enregistrement magnétique étant supposés connus, l'article se propose seulement de passer en revue quelques caractéristiques importantes des enregistrements dans le but surtout de fixer pour un matériel donné les meilleures conditions de fonctionnement.

De ce point de vue sont examinés successivement et avec quelques détails, la distorsion harmonique, les bruits de fond, l'effet d'écho et l'aptitude à l'effacement des enregistrements. L'article se termine par un aperçu des difficultés du problème de la normalisation internationale des caractéristiques de fréquence pour l'enregistrement magnétique.

LE PROBLÈME DE LA NORMALISATION DES APPAREILS DE PROTHÈSE AUDITIVE ET DES MÉTHODES DE MESURES, par P. CHAVASSE et R. LEHMANN, *Ingénieur en Chef et Ingénieur au Centre National d'Etudes des Télécommunications*, *Onde Electrique* de Juillet 1952 (pages 302 à 313).

Les auteurs exposent d'abord le problème de l'étalonnage des écouteurs, tant à conduction osseuse qu'à conduction aérienne ; ils font l'historique des méthodes utilisées à cet effet et précisent les recherches exécutées en ce sens au Département Acoustique de C. N. E. T. Ils passent ensuite en revue le problème de l'étalonnage de l'appareil de prothèse complet.

Après avoir exposé en détail un certain nombre de propositions en ce qui concerne la normalisation des méthodes de mesures acoustiques des appareils à conduction aérienne, ils donnent un projet de spécification de l'appareil de prothèse type, satisfaisant dans la majorité des cas de surdité. Ils terminent en émettant le vœu que des recherches systématiques soient faites sur cette question par des équipes mixtes de médecins et d'électro acousticiens.

L'IONOPHONE, par S. KLEIN, *Onde Electrique* de Juillet 1952 (pages 314 à 320).

L'auteur, après avoir exposé les raisons des défauts de reproduction sonore, apportés par les haut-parleurs actuels, expose les principes de base qui gouvernent le fonctionnement d'un nouveau type de haut-parleur appelé l'ionophone, sans membrane. Il décrit les transformations successives de l'appareil et la façon de l'utiliser pour un récepteur de T.S.F sans changement de fréquences et détection. Quelques considérations sur la fidélité des retransmissions sonores et notamment des signaux transitoires terminent l'article.

PAPERS SUMMARIES

PROGRESS IN MAGNETIC RECORDING, by F. GALLET, *Ingénieur de la Radiodiffusion Française*, *Onde Electrique* July 1952 (pages 295 to 301).

General principles of magnetic recording being supposed to be known, this paper only intends to make a review of some important characteristics of recorded signal in order to choose optimum adjustments for each recording equipment.

From this point of view the following questions are considered with some details : harmonic distortion, background noises, printing effect, and erasure ability of magnetic tapes. The end of the paper is a glimpse on the difficulties of the problem of general standardisation frequency recording characteristics.

BROADCAST QUALITY AND COMPRESSOR-EXPANDOR SYSTEMS, by A. WARNIER, *Ingénieur à la Compagnie Française Thomson-Houston*, *Onde Electrique*, July 1952 (pages 261 to 274).

The performance of Broadcast Transmitters is surveyed in relation with musical quality.

Many problems have been solved but others remain, especially those relating to dynamic range and background noise.

Compressor-expander systems give an answer to such problems. The fundamental characteristics of such systems are studied in the second part of the paper ; a description of a type of equipment giving good results is given.

THE PROBLEM OF THE NORMALISATION OF DEAF-AID APPARATUS AND THE ACOUSTIC METHODS OF MEASUREMENT, by P. CHAVASSE et R. LEHMANN, *Ingénieur en Chef et Ingénieur au Centre National d'Etudes des Télécommunications*, *Onde Electrique*, July 1952 (pages 302 to 313).

The authors first discuss the standardisation of the receiver both for bone conduction and normal listening. They outline the historical development of the methods used, especially those used in the Acoustics Department of the C.N.E.T. They then review the problem of the calibration of the complete deaf-aid apparatus.

After giving in detail a number of propositions concerning the normalisation of the acoustic methods of measurement for apparatus for air-conduction, they outline a project for specifying apparatus of the deaf-aid type, satisfactory in most cases of deafness. They finally emphasize the need for the collaboration of mixed teams of medical and electro-acoustical scientists in this work.

CRYSTALLINE STRUCTURE AND ELECTRO-ACOUSTIC PROPERTIES OF MAGNETIC TAPES, by A. LOVICH and J. F. DERIAUD, *Ingénieurs à la Société Kodak-Pathé*, *Onde Electrique*, July 1952 (pages 275 to 288).

All the magnetic tapes of the world market fall into two groups : the high-speed and the low-speed tapes.

After having explained in detail a general measurement method, the comparative electroacoustic properties of these two kinds of tapes are studied. These various properties are the result of the use of two different magnetic properties are determined by the macroscopic shapes of the crystals.

The relations enabling to predict the final electroacoustic properties of these categories of tapes from the static magnetic properties of the corresponding oxides are established.

RECORDING AND PHONOGRAPHIC REPRODUCTION, by P. GILOTAUX, *chef des Services Techniques de la Société Pathé Marconi*, *Onde Electrique*, July 1952 (pages 289 to 294).

This paper comes in addition to the previous one published in the « *Onde Electrique* » July 1950's issue, when it was the beginning of change in recording methods due to the development of microgroove and magnetic tape recording. Since, the situation has been settled and the object of the present paper is to give an idea on recording as well as reproduction trends. The recording methods and material characteristics required are described.

There is also a recollection of several fundamental theoretical relations and recording standards.

The manufacture of records has not been developed.

THE IONOPHONE, by S. KLEIN, *Onde Electrique*, July 1952 (pages 314 to 320).

After having explained the reasons of wrong sound reproduction brought by actual loudspeakers, the author explain the basic principles of a new type of loudspeaker without membrane called : ionophone. After, the successive transformations of the apparatus are explained as the better way to use in a receiver. Without change frequency or detection.

The end of this paper refers to some considerations about fidelity of sound retransmission.

RÉSUMÉS DES ARTICLES (suite)

RÉCENTS PROGRÈS DE L'ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE, par A.C. RAES, *Ingénieur civil, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Architecture de Bruxelles*. Onde Electrique de Juillet 1952 (pages 321 à 330).

Cet article traite des problèmes d'acoustique architecturale considérés du point de vue de l'auteur des projets.

Après avoir exposé le problème général de l'insonorisation ou de l'isolation acoustique des immeubles l'auteur traite de l'aménagement acoustique des salles.

Enfin nous trouvons une étude sur les matériaux et leurs essais.

DEUX APPLICATIONS DE LA NOTION DE DISTORSION SPATIALE, par J. BERNHART, *Chef de Service de la Prise de Son et la Radiodiffusion Française*. Onde Electrique de Juillet 1952 (pages 334 à 343).

L'auteur présente la notion de distorsion spatiale comme complément des notions classiques de distorsions. Celle-ci caractérise tous les défauts de reproduction qui entravent à la prise de son, au cours de la transmission électrique et à la reproduction l'effet directionnel permettant le repérage spatial des sons. Le cas d'un transformateur de rayonnement : le diffuseur ELIPSON adapté sur les haut-parleurs à cône est traité en détail comme une application directe de cette théorie.

LA MODULATION DE FREQUENCE EN ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE, par J. PUJOLLE et R. LAMORAL, *Ingénieurs à la Radiodiffusion et Télévision Françaises*. Onde Electrique de Juillet 1952 (pages 331 à 333).

En vue de la mesure du temps de réverbération à l'hétérodyne huléée, les auteurs ont cherché la meilleure utilisation de celle-ci, à savoir l'excursion de fréquence et la modulation donnant les courbes de décroissance les plus régulières possible. Des spectres ont été donnés ainsi que des résultats de mesures systématiques conduisant au choix des quantités précitées.

PAPERS SUMMARIES (Continued)

TWO APPLICATIONS OF THE NOTION OF SPACE DISTORTION, by J. BERNHART, *Chef du Service de la Prise de Son à la Radiodiffusion française*. *Onde Electrique* July 1952 (pages 334 to 343).

The autor introduces the notion of space distortion in complement with the classical notions of distortion.

Space distortion affects directional performance enabling localisation of the sound source through sound pick up, electrical transmission and reproduction.

This paper studies in detail an electro-acoustical transducer the « Elipson reproducer » or « radiation transformer » as an application of the theory developped by the author.

RECENT PROGRESS IN ARCHITECTURAL ACOUSTIC by A. C. RAES, *Ingénieur civil, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure d'Architecture de Bruxelles*, *Onde Electrique*, July 1952 (pages 321 to 330).

This paper deal with architectural acoustic problem from the point of view of the engineer.

After having explained the general problem of a good isolation of the buildings the author deal with acoustical equipments of studios.

At last we find a study on materials and their testings.

MODULATION FREQUENCY IN ARCHITECTURAL ACOUSTICS, by J. PUJOLLE et R. LAMORAL, *Ingénieurs à la Radiodiffusion et Télévision Françaises*, *Onde Electrique* July 1952 (pages 331 to 333).

In reverberation time measurements by the use of a warbling tone oscillator it sometimes happens to get rather irregular decay curves. The authors of the following paper tried to investigate the best values of swing and modulation frequency and thorough experiments have been completed to select these quantities that will be chosen out of the set of results given in there.

QUALITÉ EN RADIODIFFUSION ET LES SYSTÈMES COMPRESSEUR-DÉCOMPRESSEUR

PAR

A. WARNIER

*Ingénieur à la « Compagnie Française
Thomson-Houston »*

GÉNÉRALITÉS

Les systèmes compresseur-décompresseur, déjà employés dans la technique de la téléphonie commerciale, n'ont pas encore industriellement vu le jour en radiodiffusion. Cette étude se propose de traiter cette question mais il nous a semblé utile de débiter par un tour d'horizon sur les performances actuelles des émissions de radiodiffusion. Nous verrons qu'à côté de problèmes pour ainsi dire résolus, et même parfois dépassés par la technique, il en reste très en arrière ; c'est à un de ceux-là que répondent les systèmes compresseurs-décompresseurs que nous traiterons ensuite.

1. — CRITÈRES DE TRANSMISSION

Dans ce qui suit, nous ne nous occuperons pas des programmes, mais seulement de leur reproduction.

A ce point de vue peut-on définir un problème de la radiodiffusion ?

Nous devons écarter pour cela les buts particuliers que pourraient poursuivre les différents groupes liés à la radiodiffusion : constructeurs, administrations et auditeurs. Leurs intérêts peuvent paraître, à première vue, peu cohérents... même contradictoires ; en réalité ils sont, au fond, solidaires et il semble bien qu'on peut en dégager l'intérêt général.

Quel est donc, ainsi, le problème de la radiodiffusion ? Il semble qu'on puisse l'envisager comme un prolongement de celui qui se pose dans une salle de concert, pour l'interprète d'une œuvre musicale.

Le compositeur a laissé un certain message à transmettre aux auditeurs. L'interprétation s'opère alors en deux temps : l'artiste imagine l'exécution qui correspond à son génie propre (là il complète la création de l'auteur) puis réalise, par des moyens techniques, ce qu'il a imaginé. La radiodiffusion n'a pas à s'occuper de la première partie de ce programme, mais à en prolonger la deuxième partie par la reproduction, devant l'auditeur, du message extériorisé par l'exécutant.

1.1. Physique et physiologie.

On est tenté alors de raisonner ainsi : le problème est de pure physique et le message sera correctement transmis quand il n'y aura aucune différence physique entre ce qu'entend l'oreille de l'auditeur et ce qu'elle entendrait dans la salle de concert.

Mais cette condition, à coup sûr suffisante, n'est pas nécessaire.

C'est d'abord que l'oreille a un registre beaucoup moins étendu et une sensibilité différentielle aux différents caractères du son bien plus faible que les appareils dont nous pouvons disposer. Ainsi, l'étendue du registre d'amplitude et surtout de fréquences des sons audibles est bien plus petite que celle des sons physiques. De même, alors que les fréquencesmètres discernent des fréquences à 10^{-8} près et des amplitudes à 10^{-3} au moins, les « pas » physiologiques correspondants ne sont guère que de 10^{-2} pour les fréquences (comma) et 10^{-1} (décibel) pour les amplitudes.

De plus, l'insensibilité de l'oreille aux différences de phase (quand elles ne sont pas trop grandes) est bien connue, alors qu'on sait, physiquement, mesurer des déphasages avec une extrême précision.

Voilà donc notre premier critère, l'acoustique physique, abandonné au profit de l'acoustique physiologique.

1.2. Acoustique physiologique et musique.

Mais il faut aller encore plus loin. C'est que, si l'oreille est le truchement obligé de l'émotion musicale, tout ce qui l'impressionne n'a pas forcément un caractère musical, ou, du moins, l'importance musicale ne s'en mesure pas à l'importance physiologique.

Les exemples de ce choix que fait, parmi les données physiologiques, le sens artistique, sont fort nombreux (en ce qui concerne le monde visuel et auditif, tout le théâtre est basé là-dessus et il n'y a pas d'entreprise plus ridicule que de vouloir y établir l'illusion parfaite).

Ainsi, dans une salle de concert, les bruits de

portes, de chaises remuées, de toux des spectateurs, tant qu'ils ne sont pas trop fréquents, ne sont pas véritablement entendus, parce qu'en dehors de la musique, par les auditeurs qui s'intéressent à cette musique, tandis qu'ils seront beaucoup plus remarqués par les indifférents. Au contraire, la moindre induction d'un concert, donné dans une salle voisine, sera intolérable aux auditeurs, dès qu'elle sera audible.

Un autre exemple récent de ce fait est donné par les nouveaux disques en polyvinyle. Cette pâte a la propriété de donner un bruit de fond continu extrêmement faible ; par contre il y a, de temps à autre, des « picks » dont le niveau instantané est très élevé, au moins de l'ordre de grandeur du bruit continu des anciens disques. Pourtant, ces bruits très brefs, quand ils ne sont pas trop fréquents, ne sont pas entendus par les auditeurs musiciens : leur rareté permet de ne rien perdre de la musique, et le fait qu'ils sont distribués au hasard ne distrairait pas l'esprit, comme une rayure, par exemple.

1.3. Difficultés du critère musical.

Voilà donc, après les physiciens et acousticiens, les musiciens engagés dans la recherche. Ce n'est certes pas faciliter le travail des uns et des autres. En effet, on s'entend très bien sur des déviations d'appareils de mesure, on s'entend à peu près sur des constatations de physiologie où il s'agit, en dernier ressort, de décider si deux sons sont ou non discernables. Mais il va falloir s'entendre maintenant sur le point suivant : le message reçu par l'auditeur est-il le même que celui envoyé par l'exécutant ?

Il faut se poser cette question dans le sens où se la poserait le destinataire d'une lettre. Cette lettre peut avoir été tachée, son papier et son encre avoir changé de couleur : il suffit que la pensée de l'envoyeur puisse être connue sans ambiguïté pour que le message soit passé correctement.

Mais c'est là un problème délicat. D'abord, les constatations des musiciens vont être faites dans un langage forcément métaphorique, les impressions musicales étant les plus indicibles qui soient, et la traduction en langage d'acousticien est souvent très ardue.

Ensuite ces constatations, subjectives, sont soumises à des variations déconcertantes, non seulement suivant les individus, mais chez un même individu.

Deux autres écueils sont à prévoir, l'un plus spécialement quand on s'adresse à des instrumentistes, l'autre à des amateurs. Les premiers ont quelquefois tendance à ne chercher que les difficultés de l'exécution et à attendre le confrère (ou eux-mêmes) au tournant de quelque trait périlleux, en faisant trop abstraction de tout le reste. Les amateurs, au contraire, sont souvent tentés de ne demander à la reproduction que l'éveil précis d'une ancienne exécution, réelle ou rêvée (ce ne sont pas souvent, les moins bonnes) et n'écoutent pas, à proprement parler, ce qu'on leur propose.

C'est là-dessus qu'il faut chapitrer les musiciens en leur faisant comprendre ce qu'on attend d'eux,

mais il y faut une forte dose de patience et de psychologie.

On diminue d'ailleurs beaucoup les difficultés, sans toutefois les éliminer, quand on demande aux musiciens non pas s'ils préfèrent telle ou telle reproduction, mais s'ils voient une différence entre ces deux reproductions (différence sur des points techniques déterminés).

On sera souvent surpris de voir que des différences très sensibles pour des acousticiens leur échapperont. A y bien réfléchir, il n'y a rien là d'étonnant : l'auditeur musicien se laisse emporter par la musique et ne réagit que lorsque les sons perçus par son oreille choquent l'idée qu'il se faisait de l'interprétation.

Au contraire, dans le cas, diamétralement opposé, d'un auditeur musicalement incompetent, que l'audition n'intéresse pas, il occupera son désœuvrement d'esprit à chercher des différences, et avec un peu d'observation et d'acuité d'oreille, y arrivera. Mais il ne faut pas s'y tromper, c'est une « fausse bonne oreille ». Elle sera d'ailleurs très précieuse quand il s'agira de lier tel caractère musical décelé par les musiciens, à un caractère physiologique, puis physique. Mais il faut, à cette oreille, dire sur quoi elle doit porter son attention : elle ne peut être consultée en dernier ressort.

A ce propos il faut faire se garder, bien franchement, les musiciens contre un complexe d'infériorité dont ils pourraient être victimes de la part de très bons observateurs non musiciens, qui trouvent des différences là où eux, musiciens, n'en voient pas. Ce sont alors eux, les musiciens, qui sont dans le vrai : le problème étant de la musique et non de l'acoustique.

Ils ont d'ailleurs, pour en prendre conscience, un exemple historique de poids : on s'est battu deux siècles sur la possibilité de la gamme tempérée. Au point de vue musical, il ne s'agissait de rien moins que du droit de moduler⁽¹⁾. Les mathématiciens et physiciens qui niaient cette possibilité avaient raison, mathématiquement et physiquement ; plus grave encore, les physiologues, qui la niaient aussi, avaient raison, physiologiquement, puisqu'avec un peu d'habitude, une oreille un peu douée peut déceler la différence entre les intervalles tempérés et naturels. Bach, pourtant, passa outre, avec son « Clavecin bien tempéré » ; il prouva le mouvement en marchant, vieille méthode qui a ses bons côtés, et, à cette hérésie mathématico-acoustique, nous devons déjà 2 siècles 1/2 de musique, et ce n'est pas épuisé...

Voilà bien de l'abnégation demandée aux acousticiens et techniciens : chercher inlassablement des perfectionnements, les constater aux appareils de mesure et, qui plus est, à l'oreille, et s'entendre dire que le résultat n'a aucune importance musicale, c'est dur ; et il est certes bien tentant de prendre prétexte (et on a le choix) des contradictions et imprécisions des musiciens, de les laisser dans une honorable tour d'ivoire, écoutant avec respect leurs avis et n'en tenant aucun compte, et de se fier aux

(1) Moduler : au sens musical, c'est-à-dire passer d'un ton dans un autre.

solides wattmètres et oscillographes, qui eux, ne se trompent pas. Eh bien, si, ils se trompent, c'est d'eux qu'il faut se défier et d'autant plus qu'ils sont incontestables. Dans cette paradoxale radiodiffusion, ce sont les rêveurs (j'entends les musiciens) qui ont les pieds par terre, et les techniciens (quand ils ne veulent être que techniciens) qui sont dans les nuages. Qu'ils se rassurent, d'ailleurs, ces malheureux techniciens : soumis aux ukases des musiciens quant aux résultats obtenus, toute leur imagination, leur sens physique, leur acuité d'observation ont leur emploi quand il s'agit de réaliser les désirs des musiciens. Que ceux-là, d'ailleurs, ne prennent pas prétexte de leurs prérogatives pour juger, autrement que sur résultats, une invention nouvelle : le premier « technicien » qui eut l'idée de se servir pour émettre des sons, d'une corne au lieu de son larynx et de sa bouche, eut certainement à subir les avanies de musiciens outrepassant leurs droits. Que les instrumentistes d'aujourd'hui se le rappellent, avant de foudroyer, sans l'entendre, l'électricité venant mettre son nez dans la musique.

De toute cette analyse résulte la nécessité, ou au moins l'extrême intérêt, d'avoir des gens à la fois musiciens et acousticiens. Cela est rare, mais non contradictoire. Ce qui est plus facile, à condition de beaucoup de loyauté et de compréhension réciproques, c'est de constituer des tandems musicien-acousticien. Ceux-ci ne peuvent, sans doute, se passer de temps à autre du concours d'autres musiciens (le grand nombre d'observations est, là, une très bonne chose), mais ils seront à même de « pondérer » avec justesse les différents avis.

2. — CARACTÈRES DE LA MUSIQUE

Voilà donc défini, tant bien que mal, l'esprit dans lequel on devra travailler.

Nous allons maintenant énumérer rapidement les caractères musicaux susceptibles d'être plus ou moins déformés par la radiodiffusion.

Ces caractères sont les suivants :

- Mouvement ;
- Dessin musical ;
- Timbre ;
- Nuances.

Nous ne dirons rien du mouvement : il est automatiquement conservé dans les transmissions directes, et très facile à respecter dans les enregistrements.

Le timbre, donnée physiologique très nette (il est très facile, en effet, à des oreilles absolument pas musiciennes de reconnaître les timbres) a relativement moins d'importance en musique. Beaucoup de musiciens (Bach et même Beethoven en particulier) n'en font un moyen d'expression que par contraste, pour distinguer les parties d'orchestre, mais ne lui attribuent pas beaucoup de valeur propre. Par exemple Bach a écrit lui-même nombre de transcriptions de ses œuvres, les instruments étant considérés comme à peu près interchangeables.

Certes, les modernes donnent au timbre plus de valeur expressive, mais il ne faut pas l'exagérer,

comme le montrent les transcriptions qu'on peut faire de leurs œuvres.

Le dessin musical est un caractère absolument primordial. Transmettre toutes les notes écrites par le compositeur et celles-là seules, c'est une nécessité absolue.

Nous employons le terme de nuances, terme musical, bien qu'il soit assez mal choisi : le sens vulgaire semblerait indiquer là un caractère secondaire de la musique, alors qu'il n'en est rien. Les signes exprimant les nuances sont aussi vieux que l'écriture musicale et, de fait, il n'y a pas moyen de caricaturer une œuvre plus sûrement que de la jouer sans nuances, ou avec des nuances faussées.

Mais, en terminant cette énumération, il faut insister sur un caractère global, très important.

Les caractères particuliers, définis plus haut, sont très commodes pour l'exposé et indispensables pour le technicien. Mais ils sont forcément perçus simultanément. Comment l'impression d'ensemble s'en déduit-elle ? La première chose qui viendrait à l'esprit serait d'en faire une espèce de moyenne, mais la pratique d'auditions musicales indique, au contraire, que, sans qu'on s'en rende bien compte, la qualité d'ensemble s'aligne sur le plus mauvais de ces caractères particuliers. Ainsi on ne fait pas « passer » un mauvais bruit de fond à la faveur d'une bonne distorsion. Bien mieux, une amélioration d'un des caractères peut rendre plus évidente l'insuffisance d'un autre, et c'est par des alignements successifs que doit se faire le progrès.

Nous allons maintenant étudier les différentes normes définissant techniquement les chaînes de radiodiffusion, et nous verrons à quels caractères musicaux correspondent ces normes, et comment elles y satisfont.

3. — NORMES TECHNIQUES ET CARACTÈRES MUSICAUX

3.1. Distorsion dite linéaire.

Cette distorsion affecte :

Le dessin musical

en déséquilibrant les différentes parties d'un orchestre suivant leur hauteur (musicale), en faisant même disparaître, par effet de masque, certaines notes.

Des études assez poussées ont été faites pour déterminer à quelle distorsion linéaire commence un effet musical appréciable (Physiologiquement, la limite semble être de l'ordre de 2 dB). On est en mesure de dire que l'oreille musicale est plus tolérante à cet égard, et des distorsions linéaires de l'ordre de ± 2 à 3 dB peuvent être considérées comme sans importance.

Les timbres

en déséquilibrant les harmoniques par rapport au fondamental. Ce déséquilibre n'a pas plus d'importance que pour le dessin musical et peut-être encore moins. On peut même dire que le timbre est à peu près conservé dès que les harmoniques naturels ne disparaissent pas par effet de masque.

3.2. Distorsion non linéaire.

3.2.1. Effets.

Cette distorsion affecte :

- Les timbres ;
- Le dessin musical.

Timbres.

Il y a production d'harmoniques propres de distorsion. Ces harmoniques ont d'ailleurs un effet très différent suivant qu'ils sont de même rang que les harmoniques naturels, ou d'autre rang.

Dans le premier cas, leur effet, à moins qu'ils soient tout à fait massifs, n'est à peu près pas perceptible.

Dans le deuxième cas, l'effet est assez sensible (par exemple l'introduction, dans un timbre d'harmoniques naturels pairs, d'harmoniques impairs).

Le phénomène est d'ailleurs d'autant plus marqué que le rang de ces harmoniques est élevé. C'est le cas bien connu des distorsions par écrêtage, génératrices d'harmoniques de rang élevé.

Dessin musical.

C'est par la transmodulation que la distorsion non linéaire affecte le dessin musical, et c'est là une distorsion très grave. En effet, la probabilité pour que les sons différentiels soient consonants aux accords formés par les notes simultanées est faible, en sorte qu'il y a toujours, pratiquement, formation soit de notes non consonantes, soit (avec une probabilité à peu près égale) de fausses notes. Il en résulte une confusion intolérable musicalement.

Il est à remarquer que, dans ce phénomène, et dès que l'harmonie est un peu complexe, la probabilité de fausses notes est à peu près indépendante de l'ordre de la distorsion. C'est ce qui explique l'impression de confusion, sans que les timbres paraissent très affectés.

3.2.2 Distorsion acceptable.

Une expérience, purement physiologique, mais très simple, consiste à faire le réseau complet des courbes d'effet de masque c'est-à-dire de déterminer en présence d'un signal de fréquence déterminée F , et à toutes amplitudes, l'amplitude minima d'un signal de fréquence f juste audible.

De ces courbes, on peut ensuite déterminer les distorsions donnant des signaux parasites à la limite d'audibilité.

Une méthode musicale, beaucoup plus correcte, mais bien plus difficile à mettre en œuvre serait la suivante : Un orchestre joue devant un public. Un microphone, placé devant l'orchestre, est connecté à un amplificateur donnant une distorsion importante et mesurable, et connecté lui-même à un haut-parleur dont le son est ajouté à celui de l'orchestre. On fait varier la proportion relative du son direct et du son dans le haut-parleur, pour déterminer le seuil au-dessus duquel les auditeurs commencent à se rendre compte de la distorsion. (Cette disposition a l'avantage que la contribution du haut-parleur aux sons naturels est très faible)

Une variante de cette expérience, moins satisfaisante toutefois, mais beaucoup plus simple à

mettre en œuvre, pourrait être celle-ci : l'orchestre serait remplacé par un enregistrement de très haute qualité qu'on sait faire maintenant (magnétophone et haut-parleur fonctionnant très loin de sa puissance nominale). La non-distorsion physique de cet ensemble serait contrôlée par des mesures purement techniques.

Voici quelques résultats indiqués par OLSON (Applied Acoustics). Les distorsions deviennent tout juste perceptibles quand la distorsion technique (à 1 signal) atteint une valeur de 40 dB. Quelques essais, assez hâtifs et incomplets, d'effet de masque, nous ont donné des exigences de l'ordre de 15 dB inférieures, dans les cas les plus défavorables. Si on tient compte que ce sont les distorsions à plusieurs signaux qui sont les plus néfastes, et que les composantes parasites d'un double signal d'une amplitude maximum donnée sont, individuellement, de l'ordre de 10 à 15 dB plus faibles que la distorsion globale d'un signal unique de même amplitude, on peut considérer que ces résultats se recoupent à peu près.

3.2.3. Mesures de distorsion.

On vient de voir que les composantes de transmodulation deviennent évanouissantes à 50 ou 55 dB. Des mesures de distorsion correctes devraient donc comporter des essais aux différentes combinaisons de notes pouvant se rencontrer dans le signal musical. Il est facile de voir que ces mesures seraient inextricables. On a donc pensé à les systématiser en les simplifiant.

Une première approximation, actuellement pratiquée, comprend des mesures à 1 signal, ce signal pouvant aller jusqu'à la modulation complète pour des fréquences entre 50 Hz et 2,5 kHz et étant limité ensuite de quelques db pour les fréquences de 30 à 50 et de 2,5 à 5 kHz. D'autre part, la possibilité de modulation est conservée à 6 dB près, jusqu'à 10 kHz. De telles mesures sont bien arbitraires : en effet la complexité des causes de distorsion rend assez incertaine la liaison entre mesures à 1 signal et transmodulations vraies.

Une deuxième approximation, envisagée maintenant, consiste en mesures à deux signaux. Ces mesures sont tout-à-fait souhaitables, mais à condition qu'elles ne s'éloignent pas trop de la réalité.

Cela serait rempli :

a) En constituant les signaux doubles de façon que les composantes ne dépassent pas les composantes effectivement trouvées dans la musique. Or, si, en ce qui concerne les très basses fréquences, on arrive quelquefois à la modulation presque complète (orgue) on en reste toujours très loin dans les fréquences élevées, qui ne sont jamais que les harmoniques des notes réelles (lesquelles ne dépassent pas 4 kHz). A ce point de vue, la courbe de limitation utilisée dans les essais actuels à 1 fréquence est beaucoup trop haute. Au-dessus de 5 kHz, les dépassements au-dessus de — 20 dB sont très rares. En fait ce sont seulement des coups de cymbales, pendant lesquels une distorsion, même élevée, n'est pas musicalement dangereuse.

b) En tenant compte, aux différents couples de fréquences, de l'effet de masque des signaux com-

posants par rapport aux signaux parasites. En particulier, il ne faudrait pas tenir compte des composantes parasites inaudibles.

3.3. Bruit de fond.

Le bruit de fond a deux effets musicaux, assez distincts :

a) Il empêche les silences de la musique d'être effectifs ;

b) En se mélangeant à la musique, il la rend confuse.

Au point de vue physiologique il est bien évident que le premier effet se fait sentir avant le deuxième, la présence de sons musicaux ne peut faire apparaître un bruit inaudible sans eux. Donc, le maximum de bruit admissible est donné par la courbe de Fletcher inférieure.

Il est possible que les exigences, au point de vue musical, soient moins rigoureuses, mais il ne semble pas que la différence puisse être bien grande.

Nous ne nous sommes occupés jusqu'ici que des défauts rencontrés dans les émetteurs ou studios. En effet, une distorsion linéaire suffisante n'est pas difficile à obtenir dans les récepteurs, et on sait en faire qui ne donnent presque pas de distorsion non linéaire (celle produite par la détection ne tient qu'à la recherche d'économies sordides). Par contre, alors qu'on est arrivé, par la contre-réaction, à diminuer beaucoup le bruit de fond des émetteurs, le bruit de fond, dans les récepteurs, est lié à l'amplification. Nous verrons cette question plus à fond plus loin.

3.4. Régularité des émissions.

Il est un point qui ne ressort pas explicitement de la qualité, mais qui est d'importance. Avoir des émissions parfaites est excellent, encore faut-il qu'il ne leur arrive pas la mésaventure de la jument de Roland ; en termes plus techniques, qu'il n'y ait pas de pannes — Revanche des techniciens sur de purs musiciens qui pourraient l'oublier.

Si l'on pense à la musique, il est certain que 10 % du temps de pannes est très fâcheux. 1 % du temps de panne, cela veut dire, en répartissant les pannes par « unités de musique » que sur une symphonie de 3/4 d'heure, on aura 1/2 minute de panne. C'est encore ennuyeux, quoiqu'il n'y ait aucun doute qu'un musicien préférera beaucoup cette 1/2 minute interrompant une émission parfaite, à la régularité (désespérante alors) d'une émission médiocre.

Si ce temps de panne est bloqué en une seule panne par jour, soit 6 minutes, c'est plutôt moins grave. Dans le concert de louanges d'une grande cantatrice, entend-on dire qu'elle n'a jamais été enrhumée ?

En somme, une régularité de $\frac{1}{1\,000}$ (pour être sûr d'avoir $\frac{1}{300}$) est un très bon standard, dont l'augmentation serait sans grand intérêt musical.

4. — CARACTÈRES MUSICAUX EN DEHORS DES NORMES TECHNIQUES

On vient de voir les répercussions musicales des caractères des émetteurs sanctionnés par leurs essais de « qualité ».

Nous n'avons pas vu apparaître dans ces essais deux sortes de caractères musicaux :

— Distorsions transitoires ;

— Nuances.

4.1. Distorsions transitoires.

Nous désignerons dans ce vocable tous les troubles qui peuvent se produire dans les variations rapides de dynamique.

On peut y distinguer deux sortes de phénomènes élémentaires, d'ailleurs ordinairement concomitants :

— une distorsion de l'enveloppe des oscillations : distorsion de dynamique ;

— une distorsion non linéaire de ces oscillations.

Les causes techniques sont assez mal connues, et, plus encore, les répercussions musicales.

En effet, si l'observation de l'enveloppe des oscillations est assez aisée, la mesure de distorsions n'existant que pendant quelques périodes est difficile. D'autre part, les pièces musicales ne présentent, en moyenne, que de rares exemples de variations rapides de dynamique, et il est très dangereux de s'adresser à de la musique fabriquée en vue d'un essai déterminé.

Au point de vue technique, la cause générale de distorsions transitoires, à l'émetteur, doit être cherchée dans la coexistence, dans des circuits dont la capacité de puissance est limitée, d'oscillations normales et d'oscillations reproduisant les enveloppes de la dynamique. C'est toujours plus ou moins le cas des émetteurs, surtout de ceux à modulation anodique. Le phénomène est aussi dû à ce que des composantes de dynamique peuvent être introduites par la contre-réaction.

On peut toutefois, raisonner de la manière suivante :

Les composantes parasites dans le signal de sortie peuvent être, soit des composantes de fréquence musicale, soit des composantes à fréquence de la dynamique.

Les secondes ne passent pas dans le récepteur. Les premières sont corrigées de la façon ordinaire par la contre-réaction, puisque celle-ci « s'arrange » pour que le signal de sortie soit semblable au signal d'entrée. Le seul empêchement à ce fonctionnement est la saturation, en quelque point de l'émetteur, par la superposition de ces deux signaux. On devrait donc avoir une assurance contre ce phénomène de distorsion transitoire par le fait qu'à aucun moment et nulle part, l'amplificateur n'est saturé, ce qui, techniquement, est facile à vérifier.

Toutefois, il faudrait des vérifications physiologiques ou, mieux, musicales, de cette théorie.

4.2. Nuances.

A vrai dire, il y a, à l'émetteur, une vérification extrêmement précise (à 0,5 dB près) de la dynamique. Mais nous devons parler de ses manipulations au studio. En réalité, la dynamique ⁽¹⁾ qui, pour le grand orchestre, atteint facilement 60 ou 70 dB, est ramenée à 35 dB environ. La compétence musicale et le goût des opérateurs qui effectuent cette manipulation ne sont pas en cause, mais il est bien évident qu'une telle pratique ne peut être qu'un pis-aller.

De fait, les solutions varient entre les deux extrêmes que voici :

a) Comprimer progressivement la dynamique. On a alors une musique à nuances faibles et, par suite, terne. C'est d'ailleurs la solution la plus simple techniquement.

b) Pour échapper à ce défaut, on « triche » avec la dynamique. En vue d'un *forte* à venir, on diminue progressivement le niveau, alors qu'il devrait rester constant. Ou bien on « dramatise » la musique en remplaçant les nuances progressives par des « pas » tranchés (dynamique « tout ou rien »). Mais les musiciens ne s'y trompent pas : on a vite fait de démasquer les faux braves qui essaient de faire illusion en remplaçant la force absente par la brutalité.

De fait, alors que les émissions à faible dynamique (musique de chambre en particulier) sont admirablement reçues par les bons récepteurs, ce qui prouve bien qu'il n'y a pas de distorsion, le grand orchestre, dont pourtant les timbres sont exacts, et le dessin très clair, manque de grandeur, et c'est, vis-à-vis du Chef d'orchestre, une véritable trahison.

Bien entendu, ces effets sont ceux d'une compression de 35 dB. Des variations de linéarité de 5 ou 6 dB (sur 60 ou 70) seraient parfaitement admissibles.

5. — NUANCES ET BRUIT DE FOND

Ces deux questions, que nous avons jusqu'ici séparées, doivent être, en réalité, traitées ensemble.

5.1. Problème posé.

En effet, considérons l'ensemble d'une transmission. Le bruit de fond (récepteur compris) doit être plus petit que le plus faible signal musical ; donc, le rapport du bruit au signal musical maximum doit être un peu supérieur à ce que nous avons appelé la dynamique. Le signal musical maximum (nous sommes en modulation d'amplitude) est égal sensiblement à l'amplitude de la porteuse H. F. ; donc il est défini en dernier ressort par la puissance de l'émetteur.

D'autre part, au récepteur, le bruit de fond statistique (résistance d'entrée et lampe d'entrée surtout) est constant et, par suite, le bruit de fond statistique de sortie est proportionnel au gain de l'amplificateur.

(1) Nous entendons par dynamique le rapport entre le niveau maximum des *forte* et le niveau évanouissant des *piano* c'est-à-dire le niveau tel que tout niveau inférieur soit sans intérêt musical.

Il en résulte que la seule façon, pour une dynamique donnée, d'augmenter le rapport signal/bruit est d'augmenter le signal d'entrée au récepteur, c'est-à-dire la puissance de l'émetteur ou l'efficacité de la propagation, entre émetteur et récepteur.

Il n'est pas inutile, croyons-nous, d'insister sur ce point : la *seule* raison pour augmenter la puissance, c'est l'obtention d'un rapport signal/bruit suffisant, c'est-à-dire finalement d'une dynamique suffisante, et non pas d'un signal B. F. minimum suffisant, comme on a quelquefois tendance à le croire.

S'il n'y avait pas de bruit de fond, le gain des récepteurs, même les plus modestes, serait très suffisant pour des portées énormes avec la dynamique normale.

5.2. Facteurs du problème.

Les seules façons d'augmenter les portées sont donc l'augmentation de puissance et de l'efficacité d'antenne.

Ces deux moyens sont d'ailleurs très inégalement intéressants au point de vue économique.

Il n'est pas rare qu'une étude d'antenne bien conduite, tant au point de vue intrinsèque qu'au point de vue de l'implantation, fasse gagner 5 ou 10 dB, sans pour cela coûter beaucoup plus en matériel.

Voyons ce que coûte l'augmentation de puissance. La rétribution de l'énergie dépensée par l'émetteur, du matériel immobilisé (sans compter les bâtiments) constitue la dépense la plus importante, de beaucoup, dans un émetteur. On s'est ingénié à réduire les dépenses en augmentant le rendement. De fait, celui-ci est passé de 25 % avant la guerre à 50 % environ aujourd'hui ; il semble que ce palier soit bien difficile à dépasser beaucoup. Ce progrès, en soi énorme, augmente le rapport signal/bruit, ou en d'autres termes, permet une augmentation de dynamique, de 3 dB. En admettant même un nouveau progrès (inconcevable dans l'état actuel) amenant le rendement à 90 %, le nouveau bond en avant serait de 2 dB. De plus, il serait à craindre qu'avec des stations très puissantes, le phénomène de « modulation de l'éther » (effet Luxembourg), vraisemblablement croissant avec l'amplitude du champ, ne donne des transmodulations sur lesquelles la contre-réaction serait inopérante.

En résumé, il est bien entendu qu'une augmentation donnée de puissance augmente bien la zone couverte par un émetteur avec un rapport signal/bruit donné, dans la proportion indiquée par le calcul, mais, d'une part, l'augmentation de la qualité musicale en fonction du rapport signal/bruit est assez lente et d'autre part, on ne doit pas négliger l'étude de l'antenne et de la propagation, élément très important du rapport signal/bruit.

5.2. Diminution du bruit de fond par relèvement des aigües.

Ce palliatif est basé sur le fait que le bruit de fond statistique ayant une distribution uniforme en fonction de la fréquence, la contribution des

octaves élevées au bruit de fond est plus importante que celle des octaves basses. Si donc, à l'émission, on relève artificiellement les aiguës, qu'on abaissera ensuite d'autant dans la partie B. F. du récepteur, on aura ainsi diminué le bruit.

Nous allons analyser le phénomène, en faisant les hypothèses suivantes :

a) La probabilité de modulation profonde s'étend jusqu'à 2 kHz ;

b) Plus haut, les modulations sont très faibles.

En réalité, le phénomène n'est pas aussi tranché, mais nous cherchons un ordre de grandeur.

Nous appellerons fréquences :

— Moyennes les fréquences inférieures à 2 kHz ;

— Aiguës les fréquences supérieures à 2 kHz.

Cela dit, nous examinerons successivement :

1° Pas de relèvement d'aiguës à l'émetteur, pas d'abaissement au récepteur ;

2° Pas de relèvement d'aiguës à l'émetteur, abaissement au récepteur ;

3° Relèvement d'aiguës à l'émetteur, abaissement au récepteur.

1° Prenons comme niveau zéro d'amplitude les *forte* (aux fréquences moyennes).

Les aiguës sont très faibles : ε .

Supposons une dynamique D (dans les fréquences moyennes) les pianissimo aux fréquences moyennes, sont donc au niveau $-D$.

Supposons qu'il y ait une certaine marge M entre les pianissimo, et le bruit de fond situé dans les fréquences moyennes. Le bruit de fond dans l'intervalle de fréquences $0 < f < 2$ kc/s est donc $-(D + M)$.

Evaluons le bruit de fond dans les octaves aiguës (soit à peu près 2 octaves), mais, dans le dernier, la courbe de Fletcher se relève sensiblement. Prenons donc 4 dB de plus que le bruit de fond à fréquence moyenne, soit :

$$-(D + M) + 4.$$

Le bruit de fond quadratique total est donc d'environ :

$$-(D + M) + 5.$$

Résumons ces résultats :

forte (fréquences moyennes)...	0
aiguës	ε
pianissimo	$-D$
bruit ($f < 2$ kHz)	$-(D + M)$
bruit aigu ($f > 2$ kHz)	$-(D + M) + 4$
bruit total	$-(D + M) + 5$

2° La différence avec le cas précédent est que le bruit aigu est très diminué. On prendra par exemple :

$$-(D + M) - 6$$

On a alors :

forte (fréquences moyennes)...	0
aiguës	$\varepsilon\varepsilon'$
pianissimo	$-D$
bruit ($f < 2$ kHz)	$-(D + M)$
bruit aigu ($f > 2$ kHz)	$-(D + M) - 6$
bruit total	$-(D + M) + 1$

3° On suppose que, malgré l'augmentation d'aiguës, celles-ci restent petites (par exemple < -20 db).

forte (fréquences moyennes)...	0
aiguës	petites
pianissimo	$-D$
bruit ($f < 2$ kHz)	$-(D + M)$
bruit ($f > 2$ kHz)	$-(D + M + 6)$
bruit total	$-(D + M) + 1$

3° bis Les aiguës, après amplification, deviennent importantes (par exemple -10 dB).

Les *forte* à fréquence moyenne sont de 70 % (-3 dB) pour garder la marge de 30 % (-10 db) des aiguës.

On a alors :

forte (fréquence moyenne)	-3
forte (aiguës)	-10
pianissimo (fréq. moyenne) ..	$-(D + 3)$
bruit de fond ($f < 2$ kHz) ...	$-(D + M)$
bruit de fond ($f > 2$ kHz) ...	$-(D + M + 6)$
bruit de fond total	$-(D + M) + 1$

On a alors une marge de bruit, dans les pianos :

$$M' = (D + M) - (D + 3) = M - 3$$

En définitive :

Si on augmente les aiguës tout en les laissant petites (par exemple > -20) :

— le bruit de fond aux fréquences moyennes ne bouge pas ;

— le bruit de fond aux fréquences aiguës diminue de 6 dB ;

— le bruit total quadratique diminue de 4 dB.

Si les aiguës deviennent importantes :

— la marge entre les piano, et le bruit aux fréquences moyennes est diminuée ;

— la marge entre les piano et le bruit global est à peine augmentée (1 dB).

De fait, si on fait maintenant l'essai musical, en faisant varier le bruit injecté dans le récepteur, on constate qu'en faisant la modification d'aiguës :

a) Le bruit nécessaire pour qu'il commence à apparaître dans le haut-parleur est peu changé : il change seulement de nature (plus grave) quand on l'entend ;

b) Quand il est fort, il est plus désagréable dans le cas normal qu'avec la modification, mais quand la distinction apparaît, la musique a perdu beaucoup de sa qualité ⁽¹⁾.

Il n'y a donc pas à attendre beaucoup du relèvement d'aiguës, qui, en tout cas, devra être assez discret pour ne pas diminuer de façon sensible la marge allouée aux fréquences moyennes.

6. — COMPRESSEURS ET DÉCOMPRESSEURS PHYSIQUES

6.1. Principe.

6.1.1. Intérêt du compresseur physique.

Il apparaît donc qu'alors que le problème des distorsions est à peu près entièrement résolu, celui, double, de la dynamique et du bruit de fond est, dans les réalisations actuelles, très en arrière. Du dilemme : bruit de fond acceptable — dynamique étreinte, ou dynamique normale — bruit important, on a opté pour le premier terme.

Si on se rappelle la propriété, énoncée plus haut, que la valeur musicale d'une transmission est déterminée par le caractère le plus mauvais, cette solution, malgré les progrès indéniables qui ont été accomplis (on pourrait presque dire : à cause de ces progrès) est encore bien insuffisante.

Echapper au dilemme en conciliant l'intérêt musical de la dynamique normale, avec celui, non moins grand, d'un bruit de fond évanouissant, voilà de quoi tenter les techniciens.

Si les recherches n'ont pas abouti plus vite, c'est qu'il y a de sérieuses difficultés dues, au fond, à la faible marge qui existe entre les fréquences de modulation les plus basses, et ce qu'on peut appeler (très grossièrement d'ailleurs) les fréquences de dynamique. D'après ce que nous avons vu plus haut, on peut se douter qu'on aura à se garder des distorsions de transition.

Ce sont maintenant ces difficultés, et leurs solutions que nous allons exposer.

Résumons le problème technique. La dynamique de grand orchestre atteint 60 et même 70 dB. La dynamique admissible avec la transmission actuelle (limitée par le bruit de fond des récepteurs) atteint environ 35 dB. On arrive actuellement à cette dynamique par la compression faite par un opérateur (compression « intelligente »).

Le compresseur « physique » fait cette opération automatiquement. La loi étant déterminée, un

décompresseur, au récepteur, permet la restitution de la dynamique originale.

6.1.2. Réduction du bruit de fond.

Il est intuitif que le système compresseur-décompresseur réduit le bruit de fond, mais cette réduction n'est pas simplement globale : elle se fait suivant une loi plus complexe. D'abord, il n'y a phénomène spécial que pour les bruits introduits entre le compresseur et le décompresseur (ceux-ci exclus). Le décompresseur intervient par sa loi d'expansion ; le compresseur n'intervient qu'indirectement, en déterminant la loi du décompresseur.

En ce qui concerne la nature des bruits (électrique, acoustique ou mécanique), leur loi de réduction n'en dépend pas.

6.1.2.1. Mécanisme de réduction des bruits.

Le bruit de fond, soumis à l'amplification du décompresseur variable avec la dynamique instantanée, se trouve modulé au rythme de celle-ci, le bruit de fond étant d'autant plus fort que les signaux musicaux sont plus forts.

6.1.2.2. Effet physiologique.

L'émergence ou la non-émergence d'un bruit parasite par rapport à un signal musical, est régie par le phénomène de masque, variable avec les amplitudes et les fréquences des composantes du signal musical.

A titre d'indication, sont donnés sur la figure 1, en trait plein, les niveaux des bruits maximum

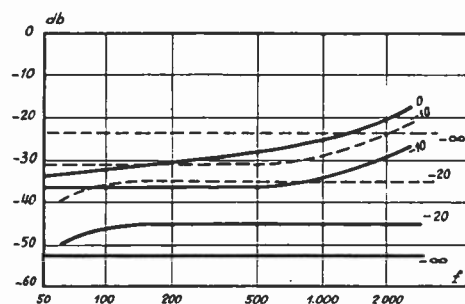


FIG. 1

masqués par des signaux à une fréquence, de différents niveaux. Pour les fréquences relativement élevées (par exemple au dessus de 500 Hz) le bruit n'émerge pas de la note pure avec son individualité, mais change le timbre de cette note.

6.1.2.3. Effet musical.

L'effet musical d'un bruit de fond variable, quand il est entendu, est assez différent de celui d'un bruit de fond constant. Dans ce dernier cas, l'oreille le classe sans difficulté comme bruit surajouté et, s'il n'est pas trop fort, il n'altère pas le dessin musical. Au contraire, dans le premier cas, on a un effet spécial : le timbre semble modifié. Par exemple, le piano écouté dans ces conditions, donne l'impression de résonances mécaniques parasites (bruit de papier froissé). Pratiquement, alors qu'un bruit de fond constant peut être, sans grand inconvé-

⁽¹⁾ Il s'agit ici, bien entendu, uniquement de musique, ou de « parole artistique ». La transmission de parole commerciale posant un problème tout autre : l'intelligibilité, il ne faut pas s'étonner que les conclusions sur le bruit de fond puissent être différentes.

nient, à la limite d'audibilité, il faut qu'un bruit de fond variable soit nettement au-dessous de cette limite.

6.1.2.4. Bruit maximum admissible.

En tenant compte de l'amplification du décompresseur pour chaque valeur du niveau de signal, on peut tracer, en fonction de la fréquence et pour des niveaux de signal différents, les courbes du bruit maximum évanescant par suite de l'effet de masque (courbes en traits pointillés de la figure 1). Pour cette courbe, on a supposé pour le système compresseur-décompresseur, la loi de la $\sqrt[2]{\quad}$, et une dynamique à l'entrée du compresseur de 60 dB.

On voit que les bruits admissibles minima sont obtenus pour des signaux moyens (par exemple 20 dB). La partie tombante de cette courbe (jusqu'à 43 dB) ne doit pas être prise pratiquement en considération : il est en effet sans exemple que le signal musical soit formé uniquement de notes très basses, desquelles émergerait le bruit de fond : il y a toujours, simultanément, des composantes de fréquence élevée, qui masquent le bruit.

On a fait en outre, des essais globaux, en mélangeant un disque ordinaire (ayant peu de bruit propre) avec un bruit artificiel modulé par la dynamique même du disque. Le seuil d'émergence du bruit, effectivement de l'ordre de 30 dB au-dessous du niveau maximum est assez net : par exemple, à - 25 dB le phénomène est très marqué et à - 35 dB disparaît complètement.

6.1.2.5. Gain de bruit par rapport à un enregistrement normal : Lois de compression différentes.

En résumé, dans le cas d'une dynamique d'entrée au compresseur de 60 dB et d'une compression

suivant la loi de la $\sqrt[2]{\quad}$, les bruits situés entre compresseur et décompresseur, de quelque nature qu'ils soient, sont inaudibles tant qu'ils ne dépassent pas - 30 dB par rapport au niveau maximum (c'est-à-dire le niveau minimum des signaux comprimés). Sans compression, pour la même dynamique, il faudrait un bruit au plus égal à 60 dB.

On peut se demander comment se placent, par rapport à ce système, celui qui emploierait une loi

différente (par exemple une loi suivant la $\sqrt[n]{\quad}$ avec $n \neq 2$) ou même celui qui utiliserait une compression « complète », le niveau étant maintenu sensiblement constant à la sortie du compresseur, et un « signal de dynamique » spécial étant émis en même temps.

Les essais faits ont montré que la limitation du bruit admissible est due surtout à l'effet de masque aux puissances relativement fortes : il en résulte que le gain de bruit par rapport au système décrit plus haut serait faible et ne justifierait pas une

commodité moins grande de réalisation du décompresseur due, soit à une loi différente de la $\sqrt[2]{\quad}$, soit à l'emploi d'un signal spécial de dynamique.

6.1.2.6. Bruits importants.

On vient de voir que, tant que le niveau de bruit reste au-dessous, pratiquement, du niveau minimum du signal comprimé, le signal sortant du décompresseur peut être considéré comme sans bruit, alors que, sans compresseur, il serait très important. Mais la situation s'inverse pour des bruits supérieurs à cause du phénomène de modulation.

On peut dire, en somme, que le système compresseur-décompresseur rend parfaite (sous le rapport du bruit) une transmission médiocre, mais détériore encore plus une transmission mauvaise (1).

Cependant, il y a un cas particulier présentant un intérêt pratique : celui de parasites isolés (moins de 1 par seconde par exemple). S'ils sont de longueur importante, rien de particulier : ils passent comme un signal fort ordinaire. Mais s'ils sont très brefs, le décompresseur n'a pas le temps d'augmenter son amplification, et ils sont atténués.

6.1.3. Principe de réalisation du compresseur automatique.

Un compresseur comprend essentiellement (fig. 2) :

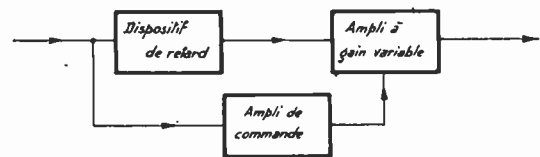


FIG. 2

— Un amplificateur à gain variable commandé électriquement.

— Un amplificateur de commande donnant, avec la loi voulue, la tension faisant varier le gain du précédent ;

— Un système retardant la modulation appliquée à l'amplificateur commandé, de façon à compenser l'inévitable délai d'action de l'amplificateur de commande.

6.1. Amplificateur à gain variable.

6.2.1. Performances à réaliser.

— Variation de gain.

La dynamique d'un orchestre symphonique est de 60 à 70 dB.

Il y a lieu de la réduire à 30 ou 40 dB.

La variation de gain nécessaire est donc de l'ordre de 30 dB.

— Distorsion.

Malgré les variations de gain, la distorsion non linéaire pour un signal établi doit rester négligeable (de l'ordre de 1 % par exemple). La courbe amplitude/fréquence à obtenir est analogue à celle des amplificateurs de studio, restant pratiquement droite

(1) Il y a quelque chose d'un peu semblable, comme effets, dans la comparaison entre modulation d'amplitude et modulation de fréquence : il serait intéressant de chercher si cette coïncidence a une raison profonde.

dans la bande 30 Hz-10 000 Hz. Elle doit notamment être indépendante de la variation de gain de l'amplificateur.

— Bruit de fond.

Le bruit de fond sur le signal à dynamique étendue est considéré satisfaisant lorsqu'il se trouve au moins à 70 dB au dessous du niveau maximum. La réduction de dynamique apportée par l'amplificateur étant de 30 dB, le bruit de fond à la sortie ne doit plus être qu'à 40 dB au-dessous du niveau maximum. D'autre part il faut éviter l'introduction de tout signal parasite important tel que celui donné par les variations de la tension de commande et habituellement appelé « cloquage ».

6.2.2. Solution classique. Inconvénients.

La solution la plus simple pour réaliser un amplificateur à gain variable est de monter un étage symétrique équipé de tubes à pente variable, dont on commande le gain en faisant varier la polarisation (fig. 3).

Ce schéma convient pour les amplificateurs limiteurs, qui ne compriment pas en permanence, et n'agissent que pour les signaux dépassant une cer-

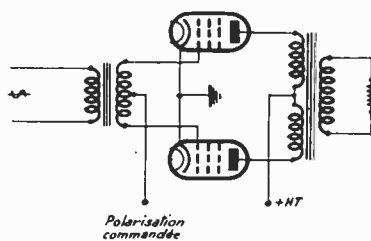


Fig. 3

taine valeur. Leur compression ne dépasse guère en pratique 10 à 15 dB. Employé dans un compresseur, ce montage a de gros inconvénients. Pour que la distorsion harmonique soit acceptable lorsqu'on applique le niveau maximum, on est conduit à n'admettre sur l'étage qu'un niveau *BF* extrêmement faible : on remarque en effet que pour le niveau maximum l'étage a sa pente réduite de 30 dB et que les tubes sont presque bloqués. Dans ces conditions, le bruit de fond et le bruit microphonique deviennent très difficiles à éviter. D'autre part, la composante de « cloquage » due à la variation de la tension de commande, et qui se transmet par déséquilibre du push-pull, prend une valeur élevée par rapport à la modulation dont le niveau est très petit.

6.2.3. Solution adoptée.

On sait que, dans un amplificateur à contre-réaction, l'impédance de sortie est inversement proportionnelle au taux de contre-réaction pratiqué ; celui-ci, tant qu'il reste grand, est proportionnel au gain de l'amplificateur. En faisant varier la pente d'un étage, on fait donc varier l'impédance de sortie d'un amplificateur à contre-réaction. Si ensuite on réalise un potentiomètre dont cette impédance constitue l'un des bras, on dispose ainsi

d'un moyen de commander l'amplitude d'un signal. C'est sur ce principe que fonctionne l'amplificateur à gain variable du compresseur (fig. 4).

Le signal est appliqué sur la grille d'une pentode dont la charge est constituée par l'impédance de sortie de l'amplificateur à pente variable.

Ce procédé a les avantages suivants :

— Lorsque le signal est maximum, l'impédance est petite de façon que le gain soit minimum. Cette faible impédance correspond à un fonctionnement à grande pente des tubes de l'amplificateur à contre-réaction. Le courant est maximum dans les tubes et on peut leur appliquer un niveau *BF* relativement élevé sans distorsion importante.

— Les composantes de cloquage qui prennent naissance dans l'amplificateur à pente variable, sont soumises à la contre-réaction pratiquée sur

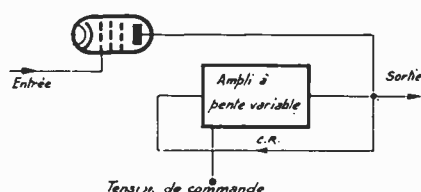


Fig. 4

cet amplificateur. Mais la tension développée par le courant de modulation dans l'impédance de sortie de l'amplificateur est inversement proportionnelle au taux de contre-réaction réalisé. Finalement le rapport signal/bruit est indépendant de ce taux.

6.2.4. Montage cathodyne. Ses avantages.

Le montage cathodyne est un cas particulier d'amplificateur à contre-réaction. L'impédance entre anode et cathode est sensiblement égale à l'inverse de la pente du tube (fig. 5).

Pour le signal de commande, appliqué aux grilles des tubes montés en push-pull, les résistances r et r' procurent une contre-réaction de courant dont le taux est $1 + rS$; pour des taux élevés, il croît comme le produit rS .

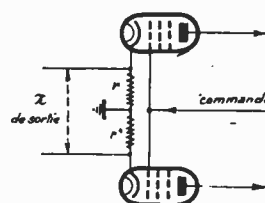


Fig. 5

On démontre que la différence de pente relative de deux tubes est, dans ces conditions, divisée par le taux de contre-réaction. Tension du signal utile entre cathode :

$$2 \frac{i \varphi}{S}$$

Tension du parasite de cloquage pour une varia-

tion de pente déterminée, la différence relative entre les pentes étant S'

$$\frac{rS'}{rS} = \frac{S'}{S}$$

$$\frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} = 2 \frac{i \nabla S}{S SI} = \frac{2i}{SI}$$

Ce rapport est donc indépendant du taux de contre-réaction et ne dépend que du courant modulé qui peut traverser les tubes sans distorsion importante, et de l'équilibre des pentes des tubes employés.

Les avantages du montage à couplage cathodique sont alors les suivants : la contre-réaction de courant pratiquée sur l'étage, asservit le courant de chaque tube à la tension de commande. Pour un taux de contre-réaction élevé, ce courant devient proportionnel à la tension de commande. Or, pour un même type de lampes, les caractéristiques I_p/V_g présentent des différences importantes d'un tube à l'autre, mais, par contre, la pente en fonction du courant anodique est une caractéristique beaucoup plus constante. Par conséquent, dans le montage cathodique, la pente est fonction de la tension de commande avec une régularité bien plus grande que dans un montage ordinaire.

Il en découle deux avantages :

Le rapport $\frac{\text{signal}}{\text{bruit de cloquage}}$ est amélioré, car c'est la différence de pente entre les tubes pour un même courant continu qu'il faut considérer, et non pour une même tension de grille. Comme il a été dit précédemment, cette différence est beaucoup

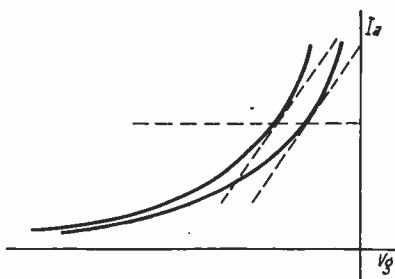


FIG. 6

plus petite, les courbes de tubes d'une même série présentant surtout des décalages le long de l'axe des tensions de grilles (fig. 6).

Le courant du tube et finalement la pente, étant asservis à la tension de commande, la caractéristique de compression est constante, ne dépendant pratiquement pas des changements de tubes.

6.3. Amplificateur de commande.

6.3.1. Fonction.

Cet amplificateur reçoit la modulation, prise à l'entrée du compresseur, et doit fournir à l'amplificateur à pente variable la tension continue qui, à chaque niveau, procure la compression désirée.

6.3.2. Constante de temps au passage piano-forte.

L'action de compression doit, dans ce cas, être aussi rapide que possible. Si on n'emploie pas de système particulier dans la voie de modulation, ce temps est celui pendant lequel les organes qui suivent le compresseur sont surchargés. Pour l'éviter, il faut introduire un dispositif retardant le signal entre le point où est connecté l'amplificateur de commande et l'entrée de l'amplificateur à pente variable. Une ligne artificielle de retard passant la bande 30 Hz/-10 000 Hz devient onéreuse lorsqu'elle dépasse quelques millisecondes : on a adopté ici une constante de temps de l'ordre de la milliseconde.

6.3.3. Constante de temps forte-piano.

C'est le temps qu'il faut pour retrouver le gain normal après la diminution provoquée par la compression du forte. Ce temps correspond à un régime perturbé et doit être aussi bref que possible. Il est imposé par les conditions de filtrage de la tension de commande. Le temps de perturbation à la sortie du compresseur est la différence entre le temps mis par l'amplificateur de commande pour prendre le nouveau régime, et le retard de la ligne. Avec les circuits actuels, la constante de temps de l'amplificateur est bien supérieure à celle de la ligne (50 ms environ contre 1 ms) et il faudrait des circuits extrêmement perfectionnés ou bien une ligne très chère pour annuler pratiquement cette différence de temps.

Le défaut est un manque de modulation, ce qui est beaucoup moins grave qu'une surmodulation. En pratique, il ne se manifeste guère dans un programme musical. En effet, les attaques sont brusques, mais les décroissances du son ont une constante de temps généralement bien supérieure à 50 ms.

6.3.4. Filtrage de la tension de commande.

La tension continue de commande, obtenue par détection de la modulation, doit être exempte de modulation, ou d'harmonique ou modulation qui, en faisant varier le gain de l'amplificateur à pente

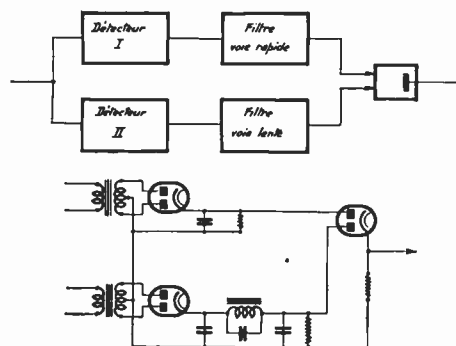


FIG. 7

variable au rythme des cycles BF , introduiraient une distorsion non linéaire importante. Il faut donc, à la suite du détecteur, un filtre dont la constante

de temps serait incompatible avec les conditions exposées au paragraphe 6.3.2.

Pour concilier les performances de constante de temps et de filtrage on a recours à une commande comprenant plusieurs voies en parallèle. Dans l'appareil réalisé, 2 voies ont suffi pour avoir des résultats satisfaisants (fig. 7).

Voie rapide.

Le filtrage est simplement constitué par une capacité; une résistance de décharge est montée en parallèle. La constante de temps à la charge est rendue très brève (< 1 ms) en employant une diode à faible résistance interne, attaquée par un amplificateur à contre-réaction, ayant une impédance de sortie suffisamment basse. La constante de temps de décharge est d'environ 50 ms. Le filtrage de ce circuit est donc très insuffisant aux fréquences basses.

Voie lente.

— La voie lente comporte un filtre classique. Le filtrage est bon à toutes les fréquences, mais la constante de temps à la charge ou à la décharge est de 50 ms. On règle cette voie de façon qu'en régime établi, la tension qu'elle délivre soit un peu supérieure à celle de la voie rapide.

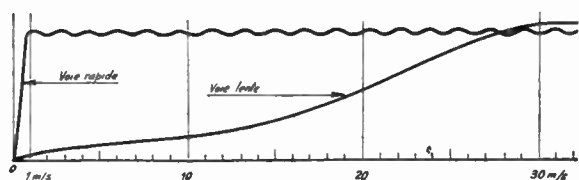


FIG. 8

— Une double diode prend comme tension de commande la plus élevée des tensions à la sortie de chaque filtre.

Dans le cas d'un passage piano-forte on a le fonctionnement schématisé sur la figure 8.

La voie rapide fournit en moins de 1 ms une tension de commande mal filtrée, puis, au bout de 30 ms, la voie lente impose sa tension convenablement filtrée. La distorsion qui résulte de ce fonctionnement est trop brève pour être perçue.

6.4. Amélioration de ce dispositif.

Ce système de commande à deux voies a déjà fourni d'excellents résultats. Si on cherche à obtenir des performances encore meilleures, on peut utiliser les procédés suivants :

6.4.1. Commande multi-voies avec filtres à constantes de temps étagées (fig. 9).

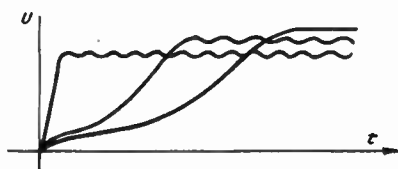


FIG. 9

Au lieu de deux voies, on emploie en plus de la voie rapide et de la voie lente décrites, une ou plusieurs voies dont les constantes de temps sont intermédiaires. Au cours d'un passage piano-forte, la distorsion due aux résidus de détection de la tension de commande, s'améliore donc progressivement au cours du temps avec cette disposition. Les tensions de sorties de chaque filtre sont étagées.

6.4.2. Détection multi-ondes des fréquences basses.

Une amélioration importante du filtrage lors de la détection de fréquences basses est obtenue en détectant, non plus avec deux anodes seulement, mais avec 4 ou 6 anodes par exemple, alimentées avec une phase convenable. Les résidus de détection sont ainsi d'amplitude plus faible et de fréquence plus élevée, donc plus facile à filtrer.

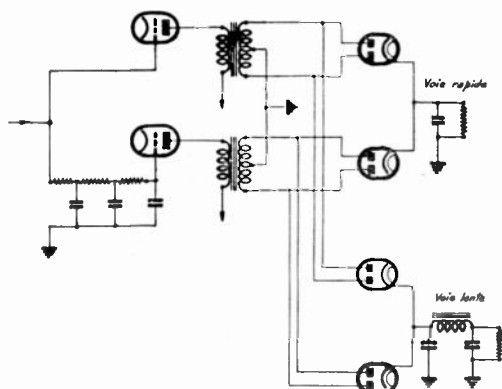


FIG. 10

L'alimentation du ou des détecteurs travaillant avec déphasages successifs est facile à obtenir avec le schéma indiqué; il suffit d'avoir le déphasage convenable seulement pour les fréquences les plus basses, les autres se trouvant dans une bande où le filtre est efficace (fig. 10).

Cette détection polyphasée peut avantageusement se faire pour la voie rapide, comme indiqué sur le schéma.

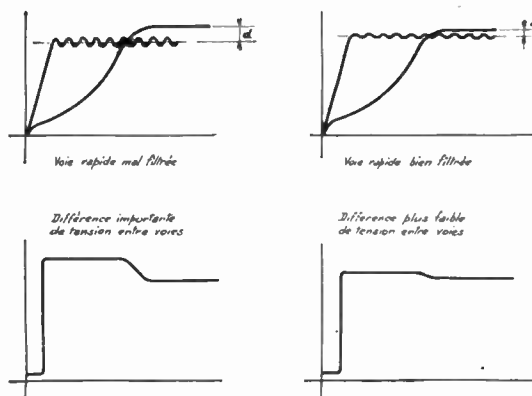


FIG. 11

En effet, mieux est filtrée cette voie, plus on peut diminuer la différence d'amplitude qui doit exister entre les deux voies, pour assurer le fonctionnement de la voie lente seule en régime établi (fig. 11).

Période transitoire au passage piano-forte.

Bruit de fond du compresseur.

Le bruit à la sortie de l'appareil, en l'absence de signal d'entrée est à -45 dB environ au-dessous du niveau maximum. Ce bruit propre est ainsi à 10 dB au-dessous du niveau de bruit qui, introduit dans la transmission comprimée, permet une qualité excellente. Il serait inutile de le rendre meilleur.

6.5. Décompresseurs.

Le problème du décompresseur est moins ardu que celui du compresseur. En effet, la difficulté principale de celui-ci : l'absence de surmodulation

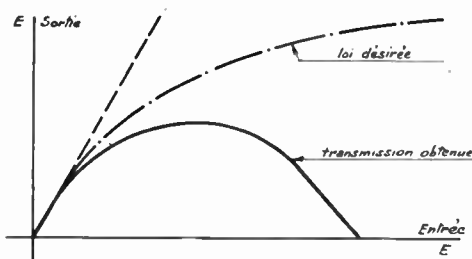


FIG. 12

dans le passage piano-forte, ne se retrouve pas pour le décompresseur. Le principe du décompresseur peut être, soit l'analogue, mutatis mutandis, du compresseur, mais on peut aussi s'adresser à un autre phénomène, particulièrement bien adapté au cas de la loi de compression de la $\sqrt{2}$. L'amplifi-

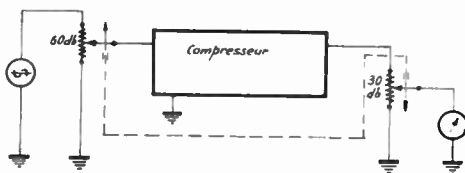


FIG. 13

cateur BF n'a rien de particulier, et on emploie un haut-parleur électrodynamique, dont l'excitation est constituée par la B. F. détectée et filtrée (fig. 17 et 18).

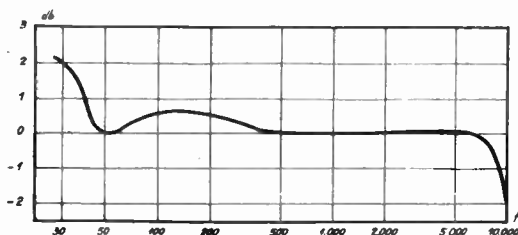


FIG. 14

Ainsi donc, techniquement, les décompresseurs ne sont pas des appareils compliqués, circonstance heureuse puisqu'ils doivent venir compléter les récepteurs.

6.6. Résultats.

À l'actif du système compresseur-décompresseur, il y a la protection contre le bruit, c'est-à-dire l'augmentation possible de la dynamique.

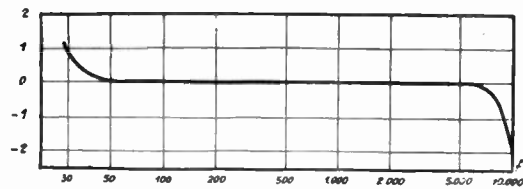


FIG. 15

Au passif, la distorsion de transition, dont nous verrons plus loin les répercussions musicales.

6.6.1. Augmentation de dynamique.

Ce phénomène, nous l'avons vu, est dû à l'effet de masque. Comme tel, il est assez variable avec les fréquences entrant dans le signal musical, mais

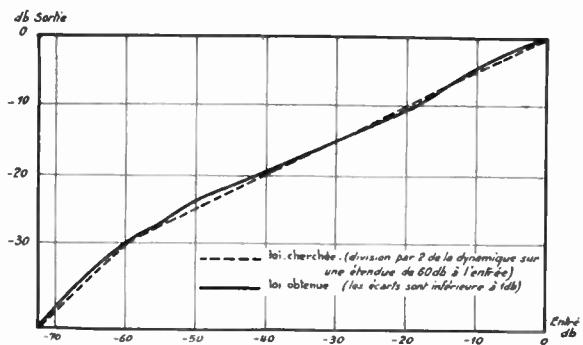


FIG. 16

on peut dire qu'en gros, quand le bruit de fond entre le compresseur et le décompresseur est inférieur à -35 dB, il devient inaudible à la sortie du décompresseur alors que la dynamique de la musique peut être de 60 ou 70 dB.

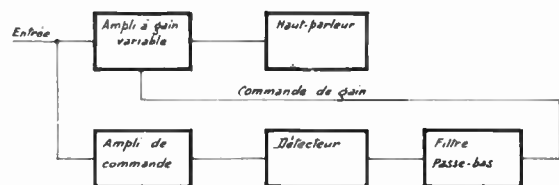


FIG. 17

(Par contre, un bruit de fond plus grand est modulé par la dynamique et devient plus gênant).

6.6.2. Distorsion de transition.

Cette distorsion est très difficile à étudier physiquement, et il vaut mieux, pour l'instant, étudier ses répercussions musicales. Toutefois, l'expérimentation est, jusqu'ici, un peu courte.

Cependant, des essais assez nombreux ont été faits avec de bons disques, sans bruit statistique, joués avec des lecteurs et des haut-parleurs de bonne qualité. Avec de tels ensembles, il n'est pas

possible à des auditeurs musiciens, de déceler une différence entre la transmission directe, et la transmission par l'intermédiaire d'un compresseur et décompresseur.

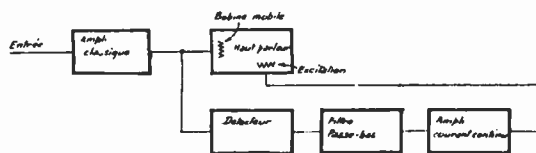


FIG. 18

6.7. Conclusion.

Malgré une expérimentation insuffisamment complète, il est hors de doute que la musique enregistrée à laquelle il a été fait allusion plus haut était fort honorable et très supérieure à ce que donnent, en

grand orchestre, les récepteurs actuels, même considérés comme bons.

On peut dire que l'adjonction à ces récepteurs de dispositifs de détection convenables (qui n'ont rien de compliqué) et de décompresseurs (sans difficulté spéciale) et, aux studios, de compresseurs, permettrait d'avoir, dans un rayon d'action déterminé, de la musique à dynamique normale, à distorsion permanente évanouissante, avec un bruit de fond évanouissant comme dans les meilleures conditions actuelles, c'est-à-dire avec une qualité globale qui deviendrait comparable à la qualité studio, ou des meilleurs ensembles phonographiques actuels. Nous croyons ce résultat inconcevable par d'autres moyens.

Les résultats expérimentaux dont il est fait état plus haut, ont été obtenus par l'Auteur aux Laboratoires de la C.F.T.H., avec l'aide très précieuse de ses collaborateurs, en particulier de M. Michel, ingénieur à la C.F.T.H. auquel est due une partie importante des idées de base du système.

STRUCTURE CRISTALLINE ET PROPRIÉTÉS ÉLECTRO-ACOUSTIQUES DES FILMS MAGNÉTIQUES

PAR

A. LOVICH & J. P. DERIAUD

*Laboratoire de Recherches Cinématographiques
Kodak-Pathé*

Plus de vingt firmes dans le monde fabriquent actuellement des films ou rubans pour l'enregistrement magnétique.

Or, si les substances ferro-magnétiques actuellement connues sont nombreuses et variées, tous les films existant sur le marché doivent leurs propriétés électroacoustiques à l'utilisation d'un oxyde de fer unique répondant à la formule $Fe_2O_3 \gamma$. (1)

Si l'on procède à des essais électroacoustiques de tous les films de la production mondiale on constate qu'ils présentent, malgré l'identité de leur substance magnétique, des propriétés différentes qui permettent de les classer en deux groupes bien distincts : les films du type basse vitesse et les films du type haute vitesse.

La faible réponse aux fréquences élevées des films du type haute vitesse n'autorise leur emploi qu'à des vitesses de déroulement importantes. Par contre, les films du type basse vitesse qui bénéficient par rapport aux précédents d'une réponse bien plus grande aux fréquences élevées, peuvent être utilisés également à des vitesses de déroulement plus faibles. Cette distinction des films en deux classes est extrêmement nette, à tel point que l'on peut d'ordinaire par la connaissance d'une seule des caractéristiques électroacoustiques de l'un d'eux, le classer dans l'une ou l'autre des deux catégories.

Nous allons étudier d'une façon complète les propriétés respectives de ces deux types de films, pour cela il est indispensable d'utiliser une méthode de mesure cohérente que nous allons commencer par décrire.

I. — MÉTHODE DE MESURES

Dans tous les systèmes actuels d'enregistrement magnétique, on utilise, superposé au courant microphonique à basse fréquence un courant de prémagnétisation à haute fréquence dont l'intensité I_p doit être bien déterminée. Des modifications de ce

courant introduisant des variations à la fois du niveau de sortie et du taux de distorsion non linéaire, c'est par l'étude de ces deux caractéristiques du film qu'on cherche à définir la valeur optimum de ce courant.

Dans tout système de transmission, la caractéristique de transfert n'étant linéaire que dans un certain domaine de niveaux d'entrée, il est donc indispensable avant toute mesure de tracer la caractéristique des niveaux de sortie V_s en fonction des niveaux d'entrée V_e afin de déterminer le domaine des niveaux utilisables.

A) Détermination de la caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$.

On peut tracer une caractéristique $V_s = f(V_e)$ pour diverses intensités I_p de prémagnétisation, la

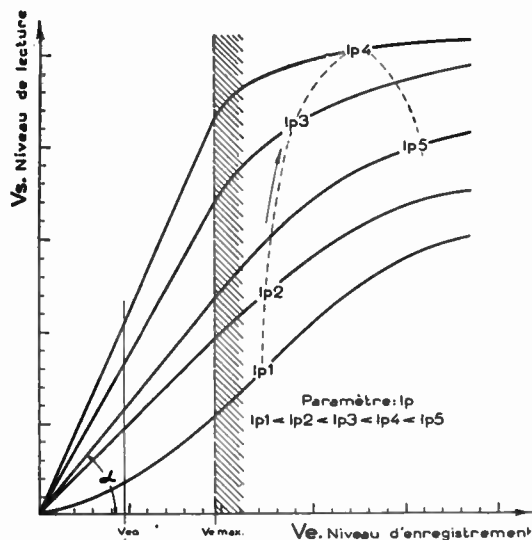


FIG. 1

fréquence du courant BF étant constante et choisie suffisamment basse, 400 périodes par exemple, pour que les effets de démagnétisation dont nous

(1) Nous exceptons les très rares fabricants qui utilisent l'oxyde de fer $Fe_3 O_4$ pour la fabrication de films réservés à des besoins spéciaux.

parlerons plus loin ne se manifestent pas (fig. 1). Sauf pour les valeurs nulles ou faibles de I_p , les caractéristiques sont rectilignes dès l'origine puis elles seaturent.

Pour tous les essais qui vont suivre, on choisit comme niveau d'entrée une tension V_{e_0} située dans la région rectiligne de la caractéristique.

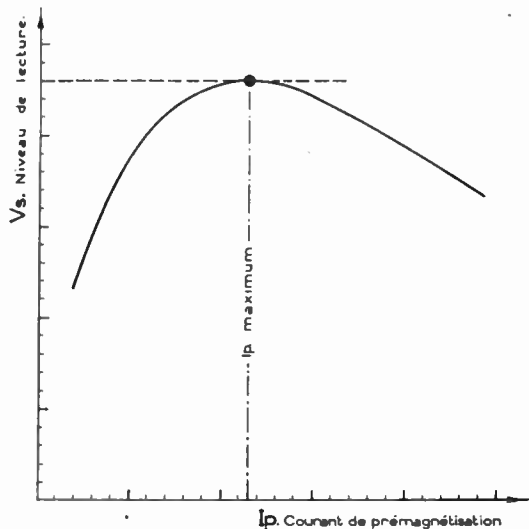


FIG. 2

B) Détermination de la courbe $V_s = f(I_p)$.

Le niveau d'enregistrement étant V_{e_0} on trace la courbe $V_s = f(I_p)$ qui présente une concavité tournée vers le bas. L'abscisse du maximum définit une valeur provisoirement correcte de I_p (figure 2).

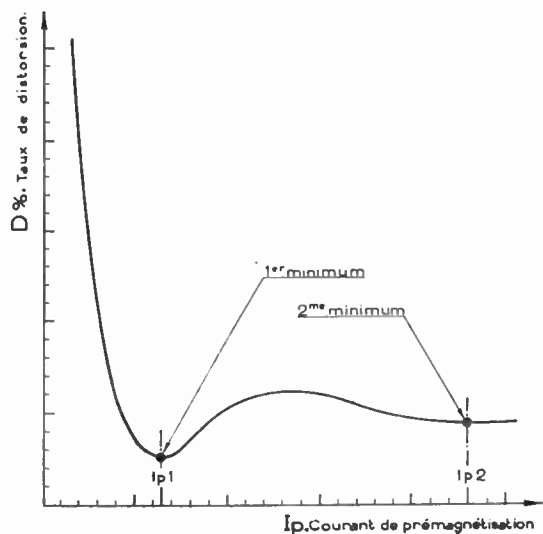


FIG. 3

C) Détermination de la courbe $D\% = f(I_p)$.

La distorsion non linéaire amenée par le film résultant uniquement de l'introduction d'harmoniques d'ordre impair, on se limite à la mesure du taux du 3^e harmonique, les suivants étant négligeables.

Le niveau de lecture étant constamment maintenu à V_{s_0} (V_{s_0} étant le niveau de lecture qu'on obtient pour le niveau d'enregistrement V_{e_0} et le courant de prémagnétisation I_p donnant le maximum du niveau de lecture), on trace la courbe $D\% = f(I_p)$ qui présente deux minima plus ou moins distincts (figure 3). Alors que dans le choix de I_p conduisant à V_s max il n'y a aucune ambiguïté, par contre dans le choix du courant donnant la distorsion minimum il peut y en avoir une du fait de l'existence des deux minima de part et d'autre desquels l'allure de la courbe est très différente.

Une première solution conduirait à utiliser la valeur de I_p abscisse du minimum minimorum de distorsion ; elle peut ne pas être la meilleure si l'on considère la forme de la courbe au voisinage des minima.

D) Choix du courant optimum I_p de prémagnétisation.

Les deux fonctions précédentes $V_s = f(I_p)$ et $D\% = f(I_p)$ ayant leur variable commune, on peut les représenter sur un diagramme unique

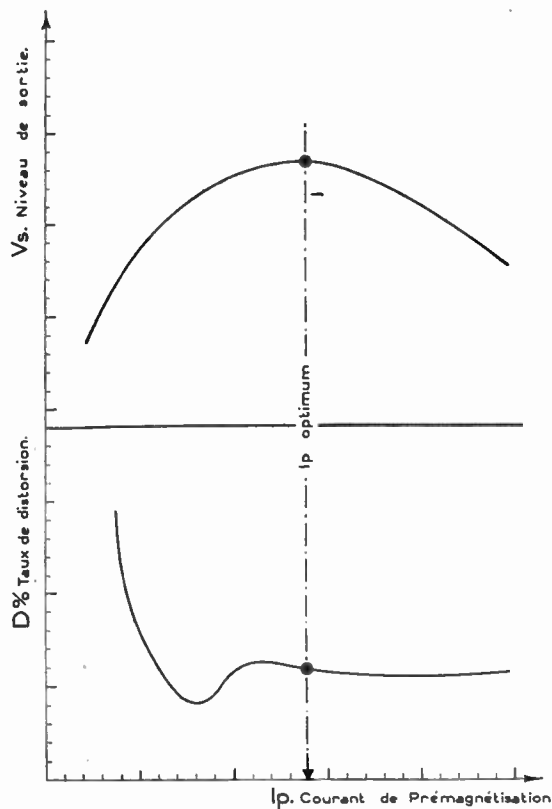


FIG. 4

(fig. 4). C'est l'examen simultané des deux courbes qui permet de choisir la valeur optimum de I_p assurant à la fois un niveau de sortie élevé, une distorsion faible et la constance des résultats en exploitation.

En effet, si les courbes de la distorsion et du niveau de sortie subissent des changements rapides d'allure de part et d'autre des minima ou maxima, on devra

choisir I_p de telle sorte que les dérèglages $\pm \Delta I_p$ de ce courant autour de sa valeur optimum n'entraînent pas de variations trop importantes de la distorsion ou du niveau de lecture.

En résumé, on choisira I_p optimum de telle sorte que les trois conditions suivantes soient satisfaites à la fois :

- 1° Le niveau de lecture soit maximum ;
- 2° Le taux de distorsion soit minimum ;
- 3° Une variation importante de I_p n'entraînera que des variations faibles de V_s et $D\%$.

L'étude précédente des courbes $V_s = f(I_p)$ et $D\% = f(I_p)$ n'a pour but que la détermination du courant I_p qui place le film dans les meilleures conditions pour permettre l'étude de ses propriétés ; mais en elles-mêmes les deux courbes ne présentent aucun intérêt. Par contre, toutes les caractéristiques qui vont être étudiées maintenant sont représentatives des propriétés électroacoustiques du film considéré.

E) Caractéristique de la distorsion harmonique en fonction du niveau de lecture — courbe $D\% = f(V_s)$.

Du fait de la forme de la courbe de transfert $V_s = f(V_e)$ le taux de distorsion doit varier en fonction du niveau d'enregistrement V_e et on est tenté d'étudier la fonction $D\% = f(V_e)$.

Or, cette caractéristique ne présente qu'un intérêt secondaire car ce n'est pas le nombre de volts

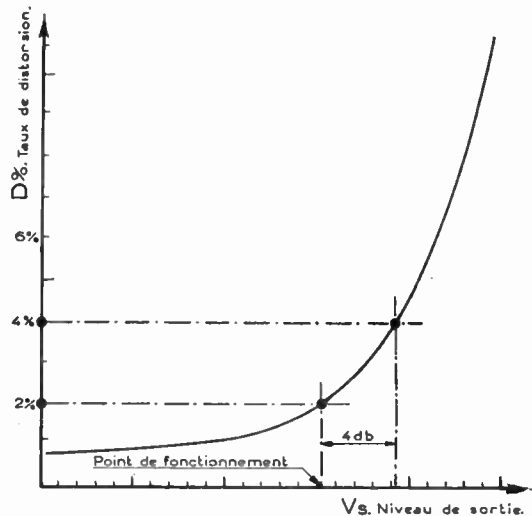


FIG. 5

V_e qu'on applique aux bornes de la tête d'enregistrement qui importe mais celui V_s que l'on recueille aux bornes de la tête de lecture. Cette force électromotrice toujours très faible, détermine la dynamique de l'enregistrement. De ce fait, comme la dynamique et le taux de distorsion sont deux des principaux critères de la qualité d'un enregistrement, il est donc particulièrement important d'étudier la fonction $D\% = f(V_s)$ qu'on trace pour la valeur optimum I_p déterminée précédemment (fig. 5).

La distorsion faible pour des niveaux de sortie faibles croît en même temps que le niveau de sortie, et ceci nous conduit à introduire la notion de « point de fonctionnement du film » *P. F.* représentative des propriétés ci-dessus.

La Radiodiffusion Française définit le point de fonctionnement comme étant le niveau de lecture inférieur de 4 dB à celui pour lequel le taux de distorsion est de 4 % ; aux U. S. A., c'est le niveau de lecture pour lequel le taux de distorsion est de 2 %. Étant donné la forme des courbes de distorsion, ces deux définitions conduisent d'ordinaire au même résultat.

F) Courbe de réponse.

Le niveau d'entrée étant V_{e0} et le courant I_p réglé à sa valeur optimum, on trace la courbe $V_s = f(Fe)$. La mesure est faite en valeur corrigée (amplificateurs munis des corrections convenables) (fig. 6).

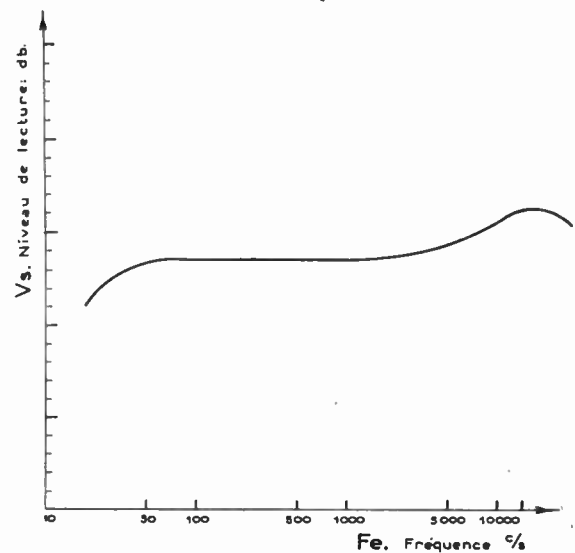


FIG. 6

G) Dynamique de bruit de fond.

1° Bruit de fond sans modulation.

C'est celui qui existe lorsque la machine d'enregistrement étant en position d'enregistrement la modulation B. F. est nulle. La dynamique du film est alors évaluée en dB par rapport au niveau de lecture au point de fonctionnement.

2° Bruit de fond de modulation ;

C'est celui qui existe lorsque la modulation B. F. est appliquée à la tête d'enregistrement ; il se manifeste par la superposition à la tension de sortie V_s de tensions parasites de fréquences diverses. La méthode nécessite l'élimination de la fréquence enregistrée et la mesure de la somme des tensions parasites introduites. Or le fait de supprimer une bande de fréquence fausse la mesure, car les différents films du marché présentent des spectres très divers de bruits.

Aussi on tourne la difficulté en appliquant à la tête d'enregistrement un courant continu dont

l'intensité est égale à l'intensité efficace du courant de modulation délivrant en lecture le niveau du point de fonctionnement, de sorte que la sommation de toutes les tensions reproduites constitue le bruit de fond.

La dynamique du bruit de fond de modulation est alors évaluée en dB par rapport au niveau de lecture au point de fonctionnement.

H) Dynamique d'effacement.

Mesure destinée à faire connaître l'importance du résidu de modulation après l'effacement du film. On enregistre une modulation à basse fréquence (niveau de lecture au point de fonctionnement et courant I_p optimum). Après un temps déterminé de conservation dans des conditions normales de température et d'hygrométrie, on efface avec l'intensité normale du courant d'effacement. On mesure le niveau de lecture à travers un filtre passe-bande accordé sur la fréquence enregistrée, et on évalue la dynamique d'effacement par rapport au niveau de lecture au point de fonctionnement.

I) Dynamique d'écho.

Mesure destinée à mettre en évidence la propension qu'a un film à fournir un effet de copie parasite entre spires d'une bobine, effet qu'en France on nomme improprement écho.

On enregistre dans les conditions normales une fréquence basse sur une longueur de film telle qu'elle soit légèrement inférieure à la longueur d'une spire de la bobine.

Cette spire est enroulée entre plusieurs autres spires vierges et l'ensemble est conservé pendant un temps déterminé dans des conditions normales de température et d'hygrométrie. Dans cet essai la constance de la température et du temps est primordiale.

Après cette incubation, on relève à travers un filtre passe-bande accordé sur la fréquence enregistrée, les niveaux de lecture sur les différentes spires perturbées, et on évalue en dB la dynamique d'écho par rapport au point de fonctionnement.

II. — CARACTÉRISTIQUES ÉLECTROACOUSTIQUES COMPARÉES DES FILMS HAUTE VITESSE (H. V.) ET BASSE VITESSE (B. V.)

Nous allons décrire l'ensemble des propriétés électroacoustiques des deux types de films *HV* et *BV* en représentant pour chacune des caractéristiques les courbes comparatives de chacun des deux types.

Pour cela nous avons choisi deux films, chacun d'eux étant particulièrement représentatif des deux catégories *HV* et *BV*, ce sont les films que nous avons mis au point à la Sté KODAK : *I V. 43*, haute vitesse et type *V.64*, basse vitesse.

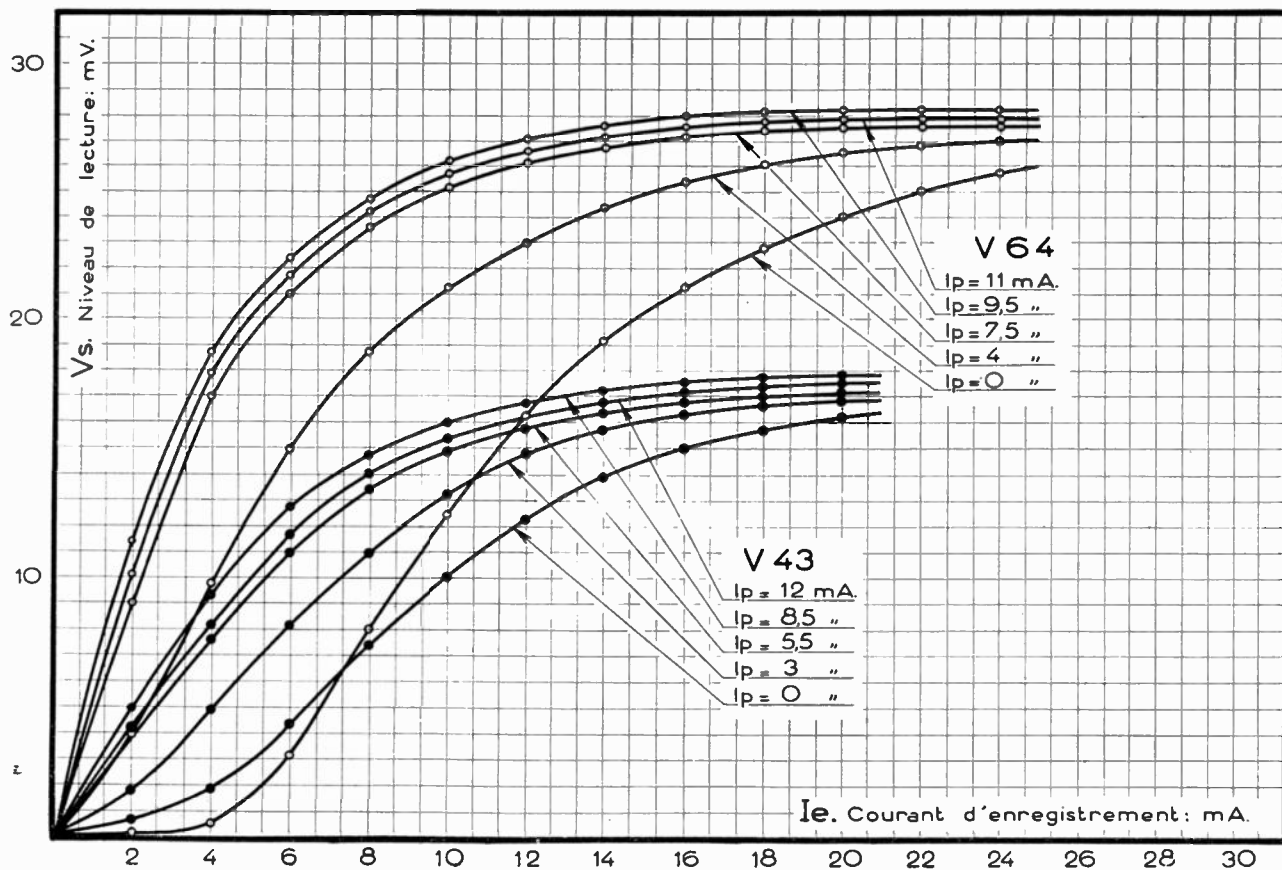


FIG. 7

Les valeurs numériques indiquées pour les diverses caractéristiques sont des valeurs absolues et sont relatives à l'utilisation de ces films sur le matériel d'enregistrement standard de la Radio-diffusion Française (machines Tolana type ERM 150).

Des courbes similaires à celles tracées ici seraient obtenues si ces films étaient utilisés sur d'autres machines d'enregistrement de haute qualité ; seules quelques valeurs numériques changeraient.

Toutes les courbes représentées dans ce qui suit pour les deux types de films sont relatives à leur utilisation à la vitesse standard de 76,2 cm/s, mais si les deux types de films étaient utilisés sur des machines à des vitesses de déroulement inférieures, par exemple 38 ou 19 ou 9 cm/s, on obtiendrait des caractéristiques différentes de celles relevées à 76,2, mais on conserverait, quelle que soit la vitesse de déroulement, des différences analogues entre les deux types de films.

A) Caractéristique $V_s = f(V_e)$.

Les courbes $V_s = f(V_e)$ relatives aux deux types de films haute ou basse vitesse sont représentées pour différents courants de prémagnétisation (fig. 7) ; pour l'une comme pour l'autre, le point de courbure est défini par une abscisse correspondant sensiblement à un courant de 3 mA.

Le point de travail correspondant à la valeur V_e sera utilement choisi vers 1 mA et c'est ce courant d'enregistrement qui sera à utiliser pour les deux films au cours des mesures ultérieures.

B) Choix des courants optima de prémagnétisation. Courbes $V_s = f(I_p)$ et $D \% = f(I_p)$.

Nous avons superposé sur un diagramme unique les courbes $V_s = f(I_p)$ et $D \% = f(I_p)$ des deux types de films (fig. 8).

Pour le film HV, l'examen de la courbe de distorsion montre que la région du premier minimum doit être utilisée car seule elle confère à l'enregistrement un taux de distorsion suffisamment faible. La valeur minimum de la distorsion est de 1 % et ce minimum est atteint pour un courant de 5,5 mA. Pour les courants I_p beaucoup plus faibles ou beaucoup plus forts, la distorsion croît d'une manière importante, par contre si le courant varie de $\pm 20 \%$ par rapport au courant 5,5 mA, la distorsion dépasse à peine 2 %.

Par ailleurs, si l'on considère la courbe $V_s = f(I_p)$ de ce même film, on voit que ce choix de 5,5 mA conduit à un niveau de lecture inférieur seulement de 2 dB au niveau maximum possible, et la même variation de $\pm 20 \%$ autour de 5,5 mA conduit à une variation du niveau de lecture inférieure à 1 dB.

Dans le cas du film BV, il serait absolument illogique de vouloir utiliser le premier minimum de la courbe de distorsion et ceci pour plusieurs raisons :

- d'une part, il n'existe qu'une très faible différence entre les deux minima ;

- d'autre part, l'utilisation du premier minimum conduit à un niveau de lecture inférieur de 4 dB au niveau de lecture maximum possible et une variation de $\pm 20 \%$ du courant de prémagnétisation

entraînerait des variations importantes du niveau de lecture.

Au contraire, en choisissant pour le courant I_p une valeur nettement supérieure (11 mA) sur la courbe représentée fig. 8, on bénéficie à la fois d'un faible taux de distorsion et d'un niveau de sortie extrêmement voisin du niveau maximum. Par ailleurs des variations même importantes du courant I_p autour de la valeur 11 mA sont sans influence sur la distorsion et sensiblement sans influence sur le niveau de lecture.

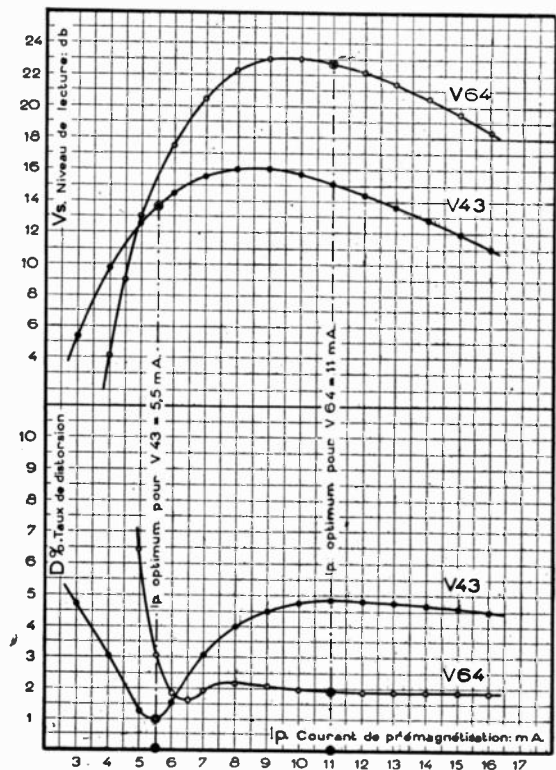


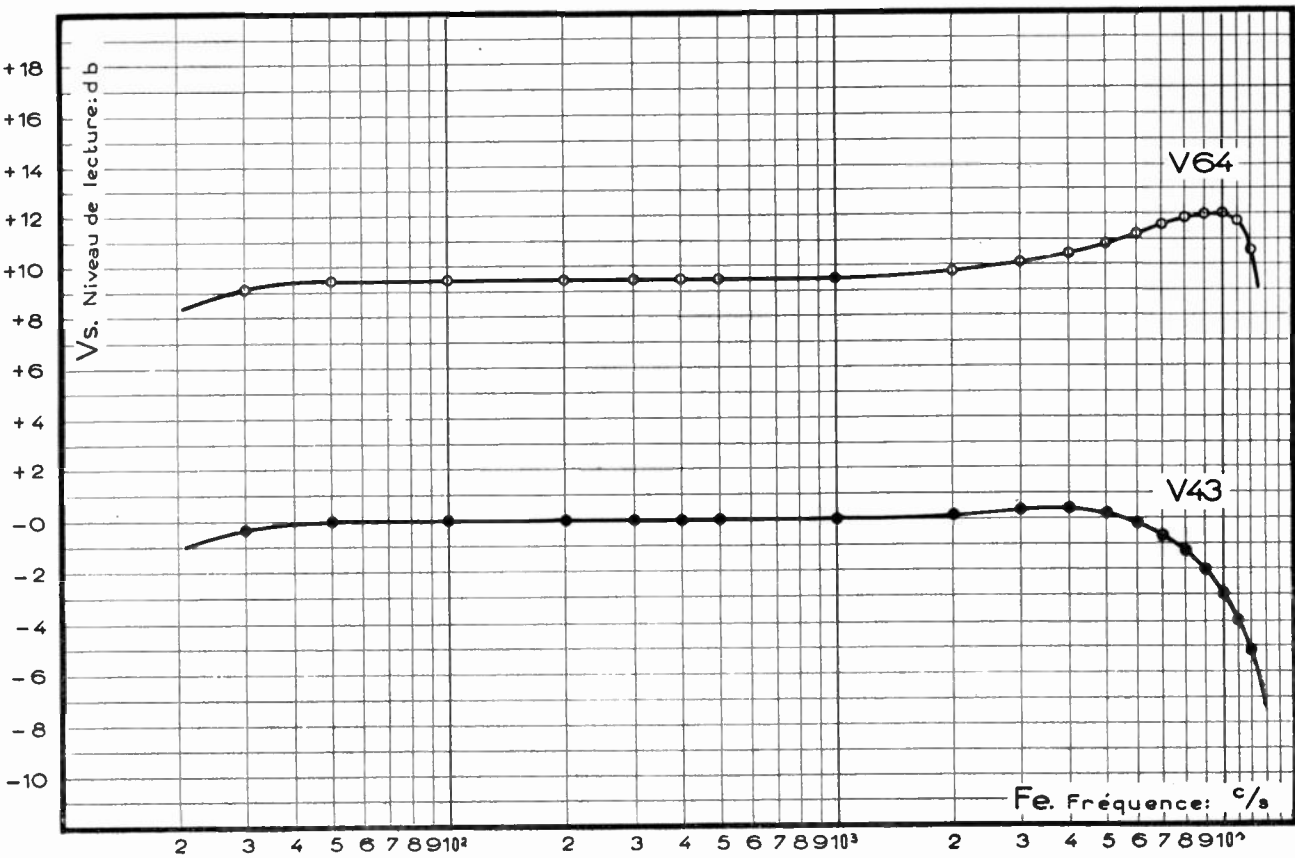
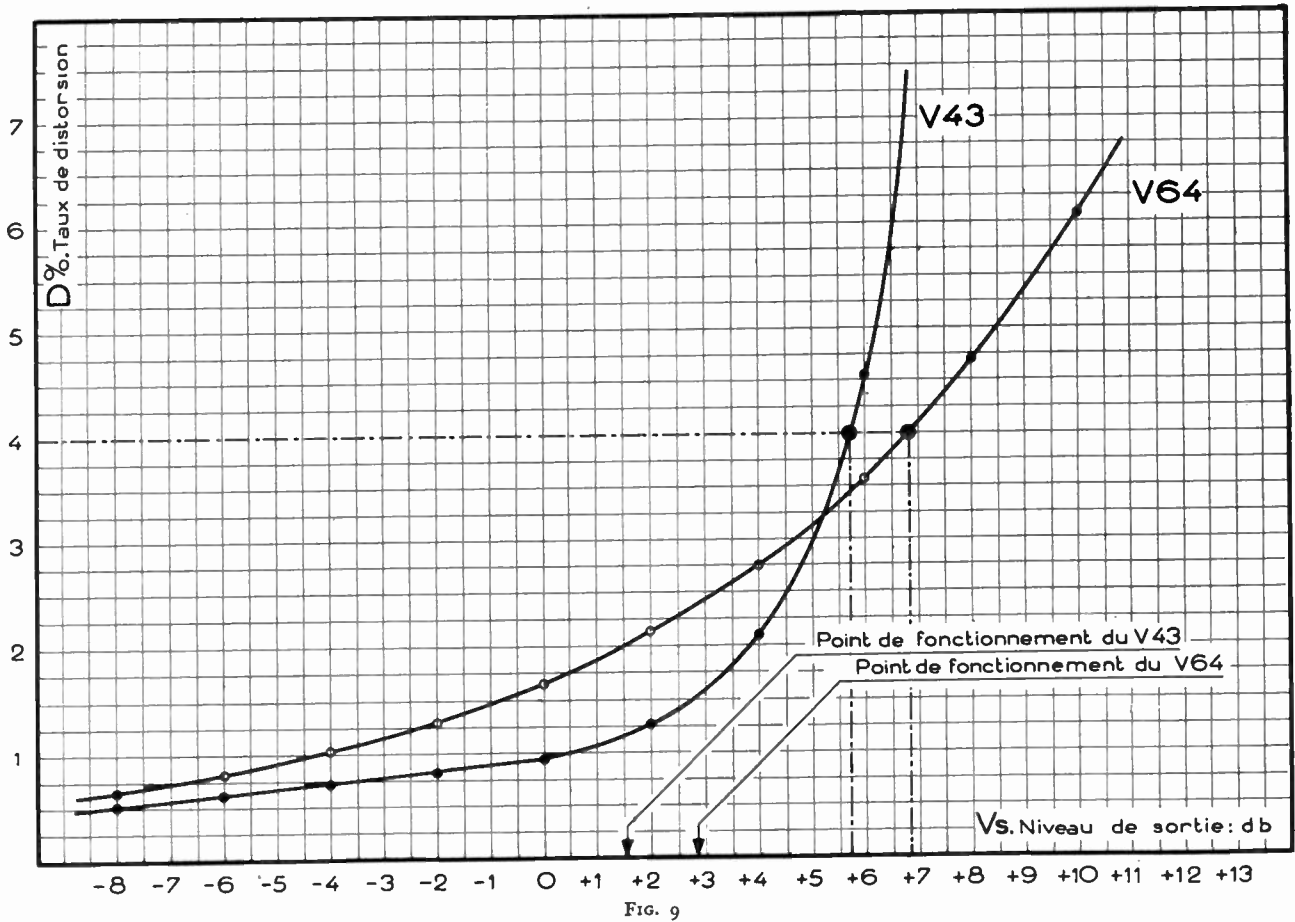
FIG. 8

Le film BV qui a un niveau de lecture de + 9 dB par rapport au film HV lorsqu'il est utilisé avec son courant optimum de 11 mA ne fournit plus qu'un niveau supérieur de 1,5 dB à celui du film HV lorsqu'il est utilisé avec le courant de prémagnétisation du film HV. En même temps, sa distorsion passe de 2 % à 3 %.

C) Taux de distorsion en fonction du niveau de lecture : Courbes $D \% = f(V_s)$. Points de fonctionnement.

On a représenté sur la figure 9 les courbes $D \% = f(V_s)$ pour les films HV et BV ; les points de fonctionnement sont obtenus pour un niveau de lecture de + 1,5 dB pour le type HV et + 2,5 dB pour le type BV.

Au-dessous du point de fonctionnement, c'est-à-dire dans la région de travail, la distorsion du type HV est inférieure à celle du type BV. Au-dessus du point de fonctionnement, c'est-à-dire dans la région de surmodulation, les deux courbes divergent ;



la distorsion du type *HV* s'accroît très fortement par rapport à celle du type *BV*.

En conclusion, le type *HV* fournit dans la zone d'utilisation des enregistrements présentant moins de distorsion que le type *BV*, mais par contre aucune surmodulation n'est admissible sous peine d'introduire une distorsion importante. Au contraire, le type *BV* qui présente une distorsion un peu supérieure à celle du type *HV* dans la zone de travail admet beaucoup plus facilement les surmodulations.

D) Courbe de réponse $V_s = f(F_e)$.

Nous avons tracé (fig. 10) la courbe de réponse corrigée des types de films *HV* et *BV*.

Par rapport au type *HV*, le film *BV* favorise la reproduction des hautes fréquences. Si on égalise les niveaux des deux films à 1 000 périodes, le type *BV* fournit à 12 000 périodes un niveau de lecture supérieur de 6,5 dB à celui du type *HV*.

Si l'on désire obtenir une courbe de réponse rectiligne jusqu'à 12 000 ou 15 000 périodes, à l'aide du film *HV*, ceci n'est facile qu'à la condition de l'utiliser à une vitesse élevée : 76,2 cm/s par exemple, car pour des vitesses de déroulement plus faibles, les corrections à apporter pour compenser les chutes de niveau aux hautes fréquences deviennent importantes. Par contre, l'obtention d'une telle courbe de réponse à la vitesse de 76,2 cm/s sera plus facile encore avec le film *BV* qu'avec le film *HV* du fait que les corrections à apporter sur les hautes fréquences sont plus faibles dans le premier cas que dans le second. Il résulte de cette propriété que le film *BV* est particulièrement adapté à l'utilisation aux faibles vitesses.

E) Dynamique de bruit de fond.

Les mesures de bruit de fond sans modulation d'une part et du bruit de fond de modulation d'autre part fournissent des résultats identiques pour les films des types *HV* et *BV*. L'expérience ayant montré que le bruit de fond dépend beaucoup plus des variables de fabrication du film que des types d'oxydes utilisés, nous ne donnons pas ici de valeurs numériques.

F) Dynamique d'effacement.

Les résultats obtenus sur les films types *HV* et *BV* en utilisant la méthode de mesure décrite sont les suivants :

type *H. V.* = 63 dB
type *B. V.* = 64 dB

G) Dynamique d'écho.

Les résultats obtenus sur les films *HV* et *BV* sont :

type *H. V.* = 48 dB
type *B. V.* = 57 dB

III. — RELATIONS ENTRE PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES DES OXYDES ET PROPRIÉTÉS ÉLECTROACOUSTIQUES DES FILMS.

Les propriétés différentes que nous venons de mettre en évidence des films *HV* et *BV* ne peuvent

évidemment résulter que des propriétés magnétiques particulières des oxydes utilisés.

Afin d'étudier les propriétés magnétiques des poudres d'oxydes ferro-magnétiques, nous avons réalisé un « hystérésimètre » qui utilise une méthode d'opposition. Deux transformateurs à noyau d'air ont leurs primaires montés en série et parcourus par un même courant continu, les deux secondaires sont montés en opposition et ils alimentent en parallèle un galvanomètre sensible (fig. 11). Le système ainsi

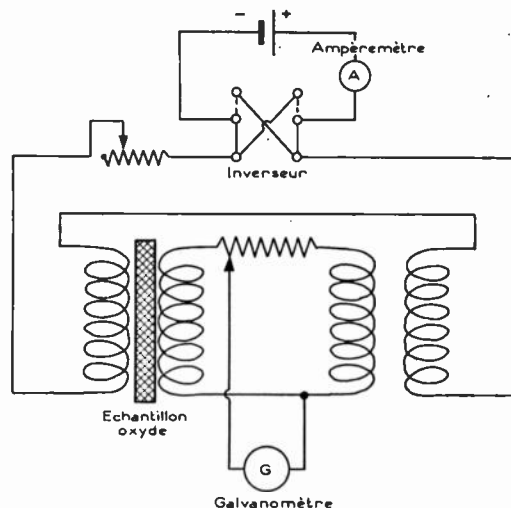


FIG. 11

décrit étant amené à l'équilibre par un potentiomètre, l'introduction d'une quantité parfaitement dosée de substance ferro-magnétique dans le noyau de l'un des transformateurs amène un déséquilibre dont la mesure permet de déterminer toutes les caractéristiques du cycle d'hystérésis. Nous pouvons ainsi connaître pour toute valeur du champ inducteur la perméabilité, l'induction rémanente, le champ coercitif de l'échantillon essayé.

Avant d'étudier les différences qui existent entre les propriétés magnétiques des oxydes des types *HV* et *BV*, nous allons montrer comment dans le cas le plus général les propriétés électroacoustiques ou propriétés dynamiques d'un film sont liées aux propriétés magnétiques statiques de l'oxyde utilisé.

La caractéristique de transfert $V_s = f(V_e)$ du système de transmission constitué par : « tête d'enregistrement + tête de lecture + film », fait intervenir à la fois la notion de niveau de sortie et celle de distorsion. Nous allons successivement analyser ces deux caractéristiques.

A) Niveau de sortie. — Efficacité.

La tension d'entrée V_e est liée au champ basse fréquence H de la tête d'enregistrement par une relation de linéarité que l'on écrira $V_e = kH$. Par ailleurs, la tension de sortie fournie par un élément de film est proportionnelle à l'induction rémanente β_r de cet élément ; de ces deux faits, la tension $V_s = f(V_e)$ peut être identiquement représentée par la fonction $\beta_r = f(H)$. Cette caractéristique $V_s = f(V_e)$ que nous avons étudiée précédemment

résulte de l'utilisation d'une tension V_e constituée par la sommation du courant à basse fréquence de modulation et du courant haute fréquence de prémagnétisation.

Si l'on trace cette même caractéristique $V_s = F(V_e)$ en supprimant le courant à haute fréquence on obtient une courbe qui est parfaitement superposable à la courbe $\beta_r = f(\mathcal{H})$ (1) tracée avec l'hystérésimètre. Les deux courbes $V_s = F(V_e)$

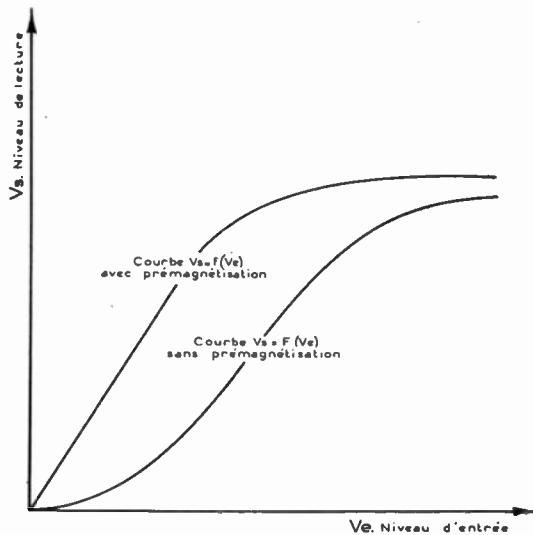


FIG. 12

sans prémagnétisation et $V_s = f(V_e)$ avec prémagnétisation sont représentées sur la fig. 12. C'est donc l'adjonction de la $H.F.$ de prémagnétisation qui nous fait passer de la courbe distordue $V_s = F(V_e)$ à la courbe linéaire $V_s = f(V_e)$.

Ceci conduit automatiquement au fait qu'après

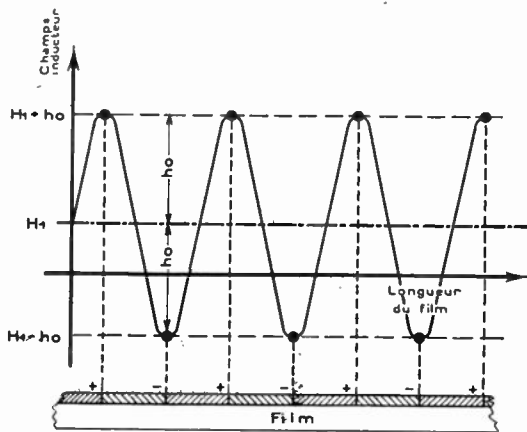


FIG. 13

l'addition du courant HF , la courbe $Br = f(\mathcal{H})$ devient elle aussi linéaire à partir de l'origine.

Nous allons donner l'explication de cette propriété. Soient dans la tête d'enregistrement $H = H_0 \sin \Omega t$ le champ basse fréquence et $h = h_0 \sin \omega t$

le champ haute fréquence de prémagnétisation. Le champ magnétique total auquel sera soumis un élément de film sera $H + h = H_0 \sin \Omega t + h_0 \sin \omega t$.

Or, on sait que la fréquence ω est toujours très supérieure aux fréquences acoustiques Ω . A l'instant t le champ $B.F.$ aura la valeur H_1 et le champ HF de prémagnétisation la valeur h_1 ; au temps $t + \Delta t$ on peut considérer que le champ basse fréquence aura très peu varié et on pourra le considérer comme gardant une valeur constante H_1 . Par contre, le champ h de prémagnétisation aura parcouru plusieurs cycles de sorte qu'on peut considérer la longueur de film qui se sera déroulée pendant la différence de temps Δt comme constituée par une succession de petits aimants dont les pôles auront une aimantation résultant des champs $(H_1 + h_0)$ et $(H_1 - h_0)$ (fig. 13).

Les inductions rémanentes de chacun de ces pôles seront alors :

$$\beta_{r1} = f(H_1 + h_0) \text{ et } \beta_{r2} = f(H_1 - h_0)$$

Si l'on se souvient que le champ basse fréquence de modulation est toujours faible vis à vis du champ de prémagnétisation qui, lorsqu'il est réglé à sa valeur optimum peut être 10 fois plus élevé que le champ basse fréquence, on peut alors développer en série de Taylor par rapport à H les deux fonctions β_{r1} et β_{r2} ci-dessus, ce qui donne :

$$\beta_{r1} = f(h_0) + H_1 f'(h_0) + \frac{H_1^2}{2!} f''(h_0) + \frac{H_1^3}{3!} f'''(h_0) + \dots + \frac{H_1^n}{n!} f^n(h_0)$$

$$\beta_{r2} = f(-h_0) + H_1 f'(-h_0) + \frac{H_1^2}{2!} f''(-h_0) + \frac{H_1^3}{3!} f'''(-h_0) + \dots + \frac{H_1^n}{n!} f^n(-h_0)$$

Mais la fonction $\beta_r = f(\mathcal{H})$ étant symétrique par rapport au point origine, on peut écrire :

$$\begin{aligned} f(-\mathcal{H}) &= -f(\mathcal{H}) \\ f'(-\mathcal{H}) &= f'(\mathcal{H}) \\ &= \\ &= \\ f^n(-\mathcal{H}) &= (-1)^{n+1} f^n(\mathcal{H}) \end{aligned}$$

En remplaçant dans la formule de β_{r2} on a :

$$\beta_{r2} = -f(h_0) + H_1 f'(h_0) - \frac{H_1^2}{2!} f''(h_0) + \frac{H_1^3}{3!} f'''(h_0) + \dots + (-1)^{n+1} \frac{H_1^n}{n!} f^n(h_0)$$

Etant donné que l'utilisation d'une fréquence très élevée pour la prémagnétisation conduit à inscrire sur le film de très courtes longueurs d'onde, les aimants élémentaires de la couche magnétique dont les pôles sont définis par les inductions β_{r1} et β_{r2} sont soumis à des effets de démagnétisation très importants, l'effet d'un des pôles étant atténué du fait de l'existence du pôle antagoniste. Si les

(1) Dans ce qui suit $Br = f(\mathcal{H})$ est l'induction mesurée en courant continu sur l'hystérésimètre.

deux pôles avaient une induction de même valeur mais de signe contraire, l'induction rémanente globale serait nulle, mais du fait de la superposition au champ de prémagnétisation du champ quasi continu de la basse fréquence, les pôles antagonistes n'ont pas une induction rémanente de même valeur absolue et il est logique de penser que l'induction résiduelle moyenne dans le film sera la moyenne arithmétique des inductions des deux pôles soit :

$$\overline{\beta r} = \frac{\beta r_1 + \beta r_2}{2} = \frac{f(H_1 + h_0) + f(H_1 - h_0)}{2}$$

et en remplaçant par les résultats obtenus ci-dessus du développement en série, on obtient :

$$\overline{\beta r} = H_1 f'(h_0) + \frac{H_1^3}{3!} f'''(h_0) \dots + \frac{H_1^{2n+1}}{(2n+1)!} f^{2n+1}(h_0).$$

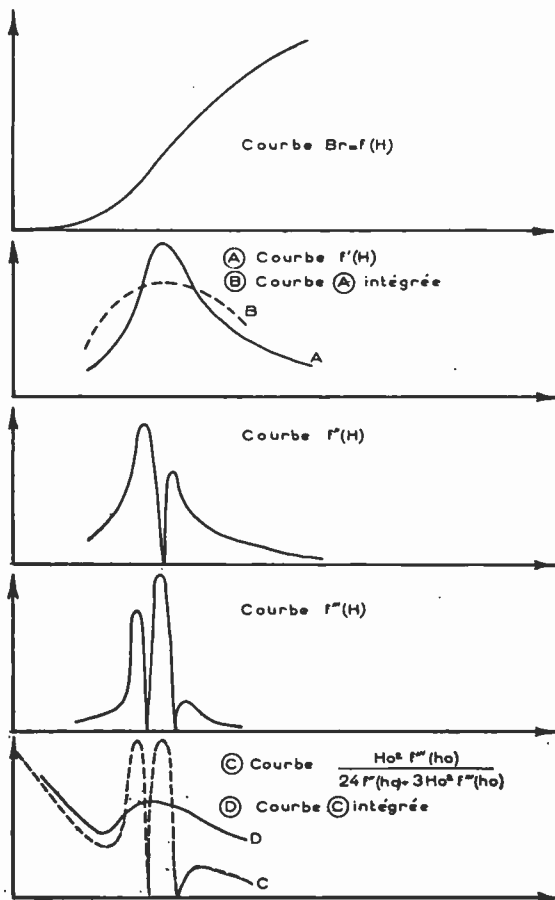


FIG. 14

En remplaçant H_1 par sa valeur $H_0 \sin \Omega t$ on aura :

$$(1) \overline{\beta r} = H_0 f'(h_0) \sin \Omega t + \frac{H_0^3}{3!} f'''(h_0) \sin^3 \Omega t + \dots + \frac{H_0^{2n+1}}{(2n+1)!} f^{2n+1}(h_0) \sin^{2n+1}(\Omega t)$$

Si l'on suppose H_0 petit devant h_0 on aura :

$$(2) \overline{\beta r} \approx H_0 f'(h_0) \sin \Omega t$$

Or, V_s étant proportionnel à $\overline{\beta r}$ et H_0 à V_{e0} , on peut écrire :

$$(3) V_s = k V_{e0} f'(h_0) \sin \Omega t.$$

Rappelons que cette formule n'est vérifiée qu'à la condition que H soit petit vis à vis de h , elle le sera d'autant mieux que h sera plus grand et H petit ; en particulier, si le courant de prémagnétisation n'est pas appliqué h est nul et la formule n'est pas valable.

La formule précédente montre que lorsque la prémagnétisation HF est appliquée à la tête d'enregistrement, la courbe $V_s = f(V_e)$ devient linéaire à partir de l'origine ce que l'expérience confirme.

Dans la formule (3) on peut voir que l'efficacité du film qui est définie par $\frac{V_s}{V_e}$ est proportionnelle

à la dérivée $f'(h_0)$. Connaissant la courbe $\beta r = f(\mathcal{H})$, nous pouvons tracer graphiquement sa dérivée (fig. 14), elle présente un maximum dont l'abscisse correspond à celle du point d'inflexion de la courbe $\beta r = f(\mathcal{H})$; cette courbe théorique est analogue à celle que l'on peut tracer expérimentalement sur le film (courbe $V_s = f(I_p)$).

On peut montrer expérimentalement que le maximum de la courbe $V_s = f(I_p)$ correspond au point d'inflexion de la courbe $\beta r = f(\mathcal{H})$. Pour cela, on tracera sur un même graphique les courbes $V_s = f(I_p)$ puis $V_s = f(I_e)$, I_e étant le courant B. F. dans la tête en l'absence de tout courant de prémagnétisation. On trouve effectivement que le maximum de la première courbe $V_s = f(I_p)$ a la même abscisse que le point d'inflexion de la seconde courbe $V_s = f(I_e)$.

B) Distorsion.

De la formule (1) on peut tirer le taux de distorsion en 3^e harmonique en ne considérant que les deux premiers termes de la formule, les suivants pouvant être négligés vu la puissance croissante des exposants de H . En décomposant $\sin^3 \Omega t$ en fonction de $\sin \Omega t$ et $\sin^3 \Omega t$, on peut en tirer :

$$(4) D \% = \frac{\text{terme en } \sin 3 \Omega t}{\text{termes en } \sin \Omega t} = \frac{H_0^3 f'''(h_0)}{24 f'(h_0) + 3 H_0^2 f''(h_0)}$$

La formule (1) est dépourvue de termes affectés d'exposants de rang pair. Ceci prouve que la distorsion non linéaire manifestée par le procédé d'enregistrement magnétique ne peut provenir que de la présence d'harmoniques impairs, ce que par ailleurs on peut confirmer expérimentalement. D'après la formule (4), on peut voir que le taux de distorsion introduit par le 3^e harmonique dépend de la dérivée 3^e de la courbe $Br = f(\mathcal{H})$; on peut tracer graphiquement cette dernière fonction (fig. 14).

Connaissant la dérivée 3^e, on peut déterminer graphiquement à l'aide de la formule (4) la forme de la courbe $D \% = f(h_0)$. Cette courbe ne peut être identifiée à la courbe $D \% = f(I_p)$ déjà tracée sur le film qu'à la condition de supposer que la couche d'émulsion est d'épaisseur infiniment faible. Or celle-ci est d'environ 20 microns, et comme nous avons pu constater expérimentalement que le champ de la tête d'enregistrement décroissait de façon rapide en s'éloignant de la tête on en déduit que la courbe $D \% = f(I_p)$ se déduit par intégration de la courbe $D \% = f(h_0)$.

Pour chaque couche élémentaire d'oxyde constituant la couche totale d'émulsion, il y a donc une

courbe $D \% = f(Ip)$ déduite de la précédente par une translation parallèle à l'axe des abscisses ; de ce fait, en intégrant pour l'épaisseur totale de la couche on obtient une courbe « intégrée » représentant une valeur moyenne pour la couche d'émulsion et cette courbe est très voisine de la courbe expérimentale $D \% = f(Ip)$ (fig. 14).

Comme on vient de le voir, la courbe $\beta r = f(\mathcal{H})$ conditionne le niveau de sortie, l'efficacité et la distor-

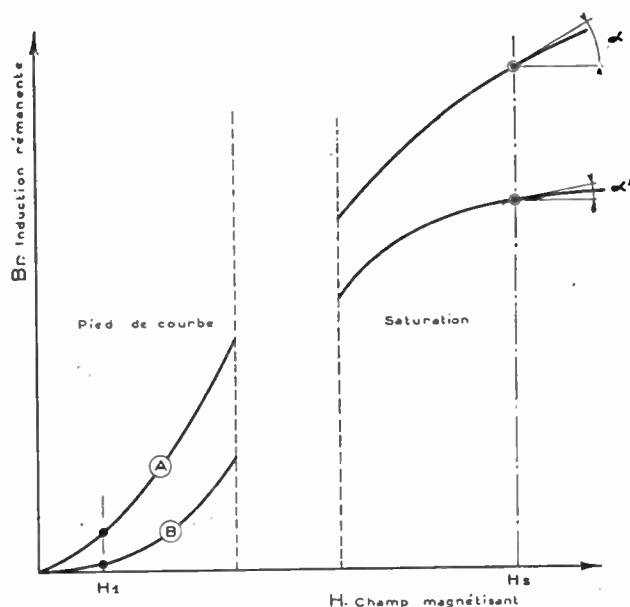


FIG. 15

sion du film, elle conditionne aussi la faculté plus ou moins grande d'effacement et de production d'écho.

C) Effacement.

Les différents oxydes magnétiques seaturent plus ou moins rapidement. On peut définir un coefficient de saturation qui sera le coefficient angulaire de la courbe $\beta r = f(\mathcal{H})$ pour un champ magnétisant intense (par exemple champ magnétisant H_s correspondant à celui qui existe dans une tête d'effacement normalement alimentée) (fig. 15). Ce coefficient de saturation est une caractéristique très importante de l'oxyde car si on a cru longtemps que seul le champ coercitif conditionnait l'effacement, des essais nombreux nous ont montré que des oxydes présentant des champs coercitifs importants s'effacent très bien pour peu que leur coefficient de saturation soit faible.

En réalité, la dynamique d'effacement croît proportionnellement à la diminution du coefficient de saturation.

D) Echo.

Des oxydes différents ont un pied de courbe également différent représenté en A et B sur la figure 15. Cette forme du pied implique que pour un champ très faible $\mathcal{H}_1$, l'induction rémanente présentée par l'oxyde A sera bien supérieure à celle présentée par l'oxyde B. Cette considération est importante en ce qui concerne l'effet de copie parasite d'une

spire d'une bobine sur les spires voisines, effet improprement appelé en France écho. Le champ perturbateur qui émane de la spire enregistrée étant extrêmement faible, on se trouve placé dans les conditions définies ci-dessus et un oxyde ayant une courbe telle que B présentera un effet d'écho bien inférieur à un autre ayant une courbe telle que A.

Toutefois, la dynamique d'écho ne dépend pas uniquement de la forme du pied de courbe $\beta r = f(\mathcal{H})$, nous avons pu démontrer qu'elle est aussi influencée par des variables apparaissant au couchage.

E) Reproduction des fréquences élevées.

Wetzel a montré que la courbe du champ coercitif $\mathcal{H}_c = f(\mathcal{H})$ de l'oxyde était d'une grande importance pour la reproduction des fréquences élevées, l'effet de démagnétisation qui croît comme la fréquence étant d'autant plus marqué que la valeur du champ coercitif de l'oxyde est plus faible.

Nos travaux concernant les relations entre la reproduction des fréquences élevées et les propriétés magnétiques des oxydes nous mettent entièrement d'accord avec la théorie de Wetzel.

IV. — PROPRIÉTÉS MAGNÉTIQUES COMPARÉES DES OXYDES H.V. ET B.V.

Nous avons représenté sur la figure 16 les courbes $\beta r = f(\mathcal{H})$ des deux oxydes $Fe_2O_3\gamma$ des films KODAK haute vitesse type V.13 et basse vitesse type V. 64 ; elles sont différentes.

A) Différence des courants de prémagnétisation et des efficacités des films HV et BV.

Si l'on trace sur le même graphique les dérivées des deux courbes $\beta r = f(\mathcal{H})$ relatives aux deux oxydes HV et BV, on obtient une image des courbes

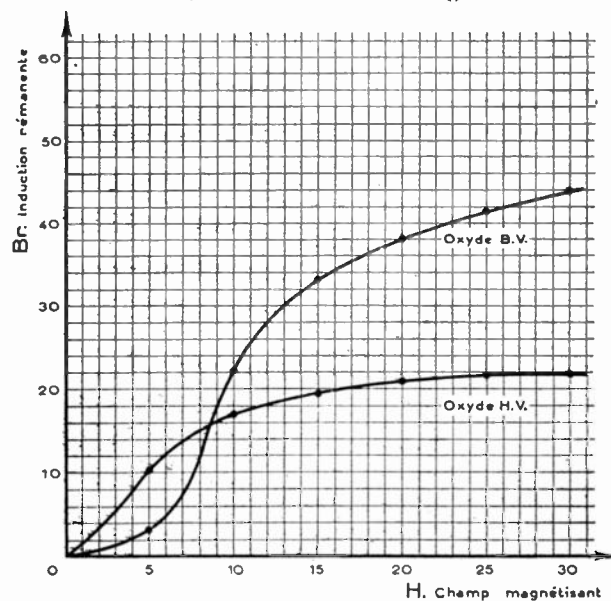


FIG. 16

$V_s = f(Ip)$ des deux films correspondants (fig. 17).

Le point d'inflexion de la courbe $\beta r = f(\mathcal{H})$ pour le type BV est obtenu pour un champ trois fois supérieur à celui de l'oxyde HV, donc d'après ce que nous

avons vu au paragraphe précédent, le courant de prémagnétisation maximum ⁽¹⁾ doit être 3 fois plus élevé pour le film BV que pour le film HV. Ceci est confirmé par l'expérience : polarisation maximum film B. V. 11 mA, polarisation maximum film HV 4,5 mA.

Pour comparer des films HV et BV du point de vue de leur efficacité, il faudra se souvenir que pour un oxyde déterminé l'efficacité du film dépend du titre ou poids d'oxyde par unité de surface. Il sera donc indispensable de comparer 2 films dont les titres d'oxyde sont identiques et, dans ces conditions, on doit trouver que l'efficacité du film BV doit être plus grande que celle du film HV, car nous avons vu précédemment que l'efficacité maximum était proportionnelle à la valeur de la tangente au point d'inflexion de la courbe $\beta r = f(\mathcal{H})$. Pour l'oxyde BV cette tangente au point d'inflexion est de 2,8 et pour le film HV de 1,3 ce qui correspond à un rapport de 2,15 soit environ 6 dB. Donc, un film BV devra présenter une efficacité supérieure de 6 dB à celle du film HV et c'est ce que l'expérience confirme.

B) Différence de taux de distorsion non linéaire des films HV et BV.

En traçant les dérivées troisièmes des deux courbes $\beta r = f(\mathcal{H})$ relatives aux deux types d'oxyde

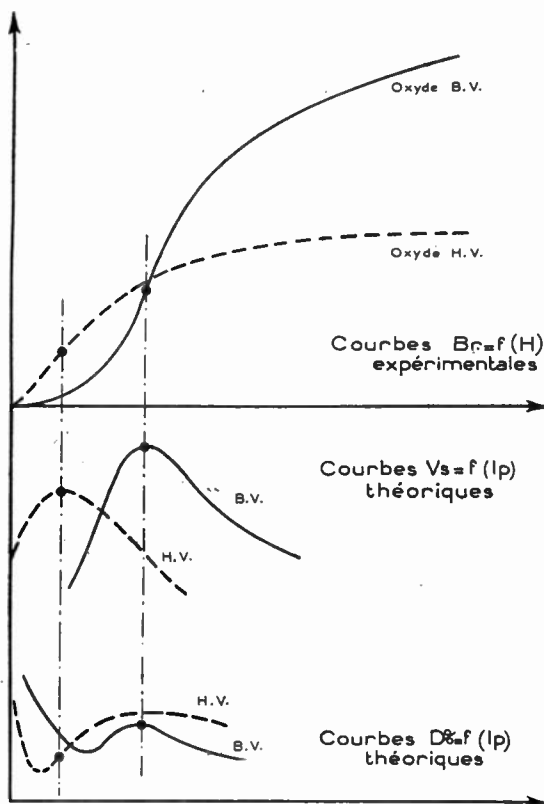


FIG. 17

et en appliquant la formule (4), on peut tracer deux courbes représentant la variation du taux de distor-

⁽¹⁾ On appelle courant I_p max celui qui conduit au maximum de la courbe $V_s = f(I_p)$.

sion en fonction du courant de prémagnétisation (fig. 17).

Elles correspondent sensiblement aux courbes expérimentales ; dans le cas du film haute vitesse, la forte distorsion pour les courants de prémagnétisation élevés provient de la valeur relativement faible de la dérivée première $f'(h_0)$ dans la région des champs forts.

C) Différence des courbes de réponse des films HV et BV.

Nous avons tracé sur la figure 18 les courbes $\mathcal{H}_c = f(\mathcal{H})$ relatives aux deux types d'oxydes HV et BV. On voit que le champ coercitif est deux fois plus grand pour le film BV que pour le film HV. De ce fait, le film du type BV doit par rapport au HV favoriser la reproduction des hautes fréquences. C'est ce que l'expérience confirme.

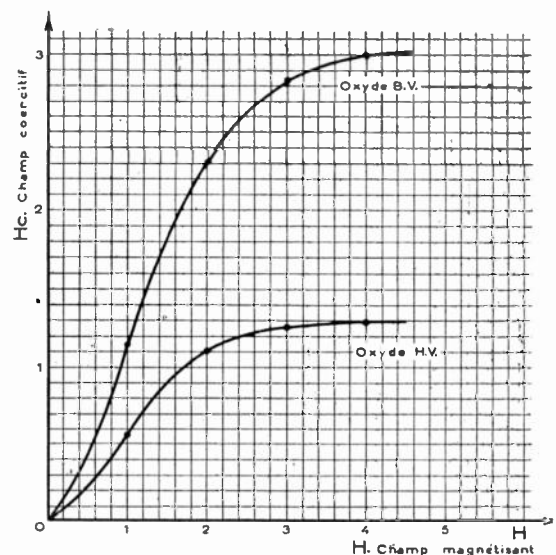


FIG. 18

(D) Différence d'effacement présentée par les films HV et BV.

Si l'on prolonge les courbes $\beta r = f(\mathcal{H})$ des deux oxydes HV et BV, on constate que pour des valeurs très élevées du champ magnétique, les courbes se saturent de façon analogue. En particulier pour un champ H correspondant à celui d'une tête d'effacement normalement alimentée, nous avons pu constater que les coefficients de saturation des deux courbes relatives à ce champ ont sensiblement la même valeur. L'expérience confirme que la dynamique d'effacement est voisine pour les deux types de films.

E) Différences de bruit de fond des films HV et BV.

Il nous a été impossible de mettre en évidence une différence entre les dynamiques de bruit de fond présentées par les films des types HV ou BV car, ainsi que nous l'avons déjà spécifié, le bruit de fond que l'on mesure résulte beaucoup plus de variables introduites par la fabrication que des propriétés magnétiques statiques des oxydes.

F) Différence de dynamique d'écho présentée par les films HV et BV.

Le pied de la courbe $\beta r = f(\omega)$ du type BV est deux fois plus faible que celui du type HV, la propension à la production d'écho doit donc être bien plus grande pour les films HV. L'expérience confirme que la dynamique d'écho du film BV est supérieure de 9 à 10 dB à celle du film HV.

V. — ETUDE DES STRUCTURES CRISTALLINES DES OXYDES HV ET BV

Les deux types d'oxydes haute et basse vitesse dont les propriétés magnétiques statiques très différentes ont pu être reliées dans le chapitre précédent aux propriétés électroacoustiques des films correspondants, répondent tous deux à la formule chimique $Fe_2O_3 \gamma$, il y a donc là une ambiguïté.

Le ferro-magnétisme présenté par un corps étant directement en relation avec sa structure cristalline, pour lever cette ambiguïté nous allons étudier la structure physique des deux oxydes.

Pour cela, nous disposons de deux moyens :

1° L'analyse des diagrammes de diffraction de rayons X Debye-Scherrer qui renseignent sur la structure atomique cristalline ;

2° L'examen microscopique qui renseigne sur la forme externe des cristaux.

Tous les oxydes $Fe_2O_3 \gamma$ analysés par diffraction de rayons X montrent qu'ils cristallisent tous dans le système cubique.

L'examen microscopique présente des difficultés du fait que les dimensions des cristaux d'oxyde sont extrêmement petites et il est indispensable de recourir au microscope électronique qui seul permet les grossissements de $\times 20\,000$ diamètres

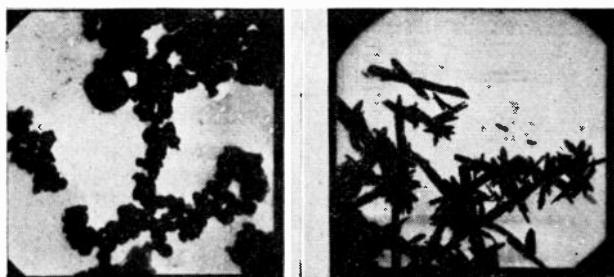


FIG. 19. — Microphotographies des oxydes HV et BV.

nécessaires. Le microscope électronique nous a montré que tous les oxydes du type HV se présentent sous la forme de cubes parfaits, par contre les oxydes du type BV se présentent sous la forme de longues aiguilles.

Pour obtenir de bons résultats électroacoustiques avec l'un ou l'autre des deux types d'oxyde, il est indispensable que l'arête du cube de l'oxyde HV ou la longueur du cristal de l'oxyde BV ne soient pas supérieures à 1 micron ; dans ces conditions, les deux petites dimensions du cristal BV sont voisines de 0,1 micron. On a représenté sur la figure 19 des photomicrographies des deux types de cristaux faites au microscope électronique au grossissement $\times 16\,000$ diamètres.

Par ailleurs, l'observation courante montre que les deux oxydes n'ont pas la même apparence : l'oxyde HV est d'une teinte rouge-brun foncé, sa densité apparente est grande, l'oxyde BV, par contre, est jaune clair et sa densité est faible.

Placé sur une feuille de papier posée sur les pôles d'un électro-aimant alimenté en courant alternatif à 50 périodes, l'oxyde HV s'agglomère en stalagmites et cette structure reste parfaitement immobile dans l'espace. Par contre, dans les mêmes conditions, l'oxyde BV ne s'agglomère pas et les grains élémentaires ou amas de grains subissent des rotations sur eux-mêmes.

Ce phénomène ne peut évidemment s'expliquer qu'à la condition d'admettre que pour l'oxyde BV il existe un ou des axes privilégiés d'aimantation qui logiquement doivent provenir de la géométrie particulière du cristal ; par contre, l'oxyde HV pour lequel les cristaux sont des cubes, ne peut, du fait de sa conformation géométrique, présenter d'axes privilégiés d'aimantation.

Si l'électro-aimant est alimenté en courant continu les deux oxydes se comportent de la même façon, ils s'agglomèrent en stalagmites, mais du fait de l'anisotropie signalée ci-dessus des cristaux BV et de l'isotropie des cristaux HV on peut penser que les derniers prennent une position quelconque par rapport au champ tandis que les cristaux BV doivent s'orienter suivant les lignes de force du champ.

Or, si les cristaux du type BV s'orientent individuellement suivant les lignes de force d'un champ magnétique, les propriétés magnétiques d'une masse d'oxyde ou d'une émulsion telle qu'on la couche sur le film doivent être différentes suivant les directions du champ par rapport à l'axe du cristal. Pour mettre en évidence ces propriétés magnétiques diverses, nous avons réalisé l'expérience suivante :

On prend une quantité déterminée d'oxyde que l'on mélange dans un récipient non ferromagnétique à un collodion liquide. Pendant la prise en masse solide du collodion, on le soumet à l'action d'un champ magnétique continu uniforme dont la direction est repérée dans l'espace. Une fois le séchage terminé, on découpe dans le bloc obtenu des cubes dont deux des faces sont orthogonales à l'axe d'aimantation. Les faces de tous ces cubes ainsi découpés sont repérées de façon à connaître pour chaque cube l'axe d'aimantation. La même opération a été faite à l'aide des deux types d'oxydes HV et BV et on peut se rendre compte qualitativement que l'orientation a été effective dans le cas de l'oxyde BV et nulle pour l'oxyde HV, de la façon suivante :

On prend un des cubes ci-dessus de chacun des types HV et BV qu'on perce suivant un axe passant par le centre des deux faces parallèles à l'axe du champ inducteur et on les monte sur une tige. En approchant un électro-aimant alimenté en courant alternatif à 50 périodes, le cube préparé à l'aide de l'oxyde BV tourne sur son axe à la fréquence du secteur tandis que celui préparé avec l'oxyde HV ne tourne pas. Dans le cas de l'oxyde BV il y a donc apparition d'un axe privilégié d'aimantation pour toute la masse.

Pour mesurer maintenant les propriétés magnétiques suivant que le champ inducteur prend dif-

férentes directions par rapport aux axes des cristaux, on utilise l'hystérésimètre précédemment décrit dans lequel on place plusieurs cubes disposés de la façon suivante :

a) Tous les cubes sont disposés de telle façon que l'axe du champ orientateur coïncide avec la direction du champ de mesure de l'hystérésimètre.

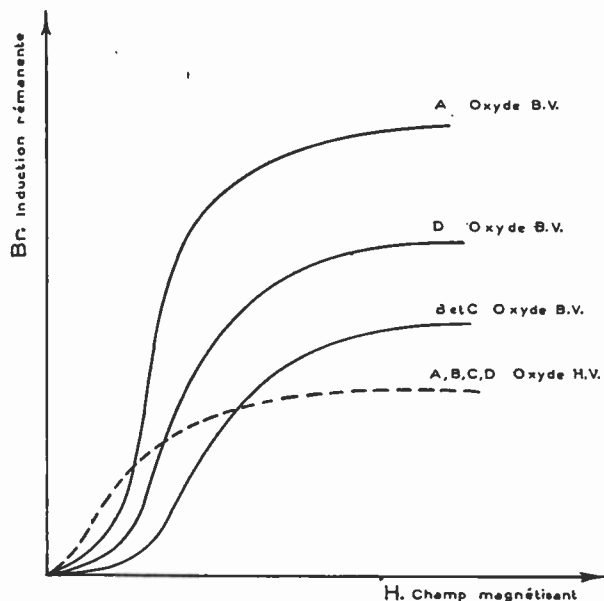


FIG. 20

b) Tous les cubes sont disposés de telle sorte que l'axe du champ orientateur soit orthogonal au champ de l'hystérésimètre et pour chaque cristal les axes du champ orientateur sont parallèles entre eux.

c) Tous les cubes sont orientés de telle sorte que les axes du champ orientateur soient orthogonaux au champ de mesure de l'hystérésimètre, mais par contre les axes d'orientation des différents cubes bien qu'étant dans le même plan sont dirigés dans toutes les directions possibles.

La même expérience est faite successivement avec des cubes d'oxyde BV puis avec des cubes d'oxyde HV et, dans ces conditions, nous avons relevé les courbes de l'induction rémanente en fonction du champ inducteur $\beta_r = f(H)$ pour chacun des deux types d'oxyde et pour chacune des orientations définies ci-dessus.

d) A la suite de ces mesures, nous avons repris les cubes ayant servi aux expériences précédentes et nous avons remis en solution liquide le collodion séché. Après agitation, les cristaux d'oxyde auparavant orientés ont alors repris dans le collodion une position quelconque. On a obtenu les résultats suivants :

Dans le cas de l'oxyde type HV, les 4 courbes $\beta_r = f(H)$ relevées dans les expériences a), b), c), d) sont superposables entre elles et l'on montre ainsi que les propriétés magnétiques ne peuvent pas être modifiées par orientation (figure 20).

Par contre, dans le cas de l'oxyde BV les 4 courbes sont différentes les unes des autres (figure 20).

cas a) Dans le cas où l'axe du cristal coïncide avec le champ de l'hystérésimètre, la région de saturation

de la courbe conduit à des inductions rémanentes très élevées et le pied des courbes est lui aussi élevé ;

cas b) et c) Dans ces deux cas les deux courbes sont superposées ; la saturation obtenue conduit à une induction rémanente faible et le pied de courbe est très aplati.

cas d) La courbe correspondant à la mesure à l'aide de cristaux désorientés se place dans une position intermédiaire entre les deux courbes a) et b) définies ci-dessus.

Les expériences précédentes montrent que pour un cristal HV les propriétés magnétiques sont identiques suivant 4π radians et peuvent être représentées par une sphère, tandis que pour un cristal BV elles sont représentées par un ellipsoïde de révolution dont le grand axe est parallèle à l'axe du cristal (figure 21).

Les différences de propriétés constatées ci-dessus dans le cas de l'oxyde BV conduisent à l'idée d'orienter les cristaux pendant le couchage.

En effet, il est logique de penser que dans un film utilisant cet oxyde, les cristaux ont leur axe disposé suivant toutes les directions possibles, et comme la magnétisation due à la tête d'enregistrement est une magnétisation longitudinale parallèle au sens du déroulement du film, les propriétés magnétiques du du film couché seront représentées par la courbe correspondant à l'expérience d).

Or, comme il est possible d'obtenir par l'orientation des cristaux les propriétés manifestées par la courbe a), on peut imaginer immédiatement l'intérêt que l'on pourrait tirer d'une orientation des cristaux pendant le couchage. Si tous les cristaux étaient orientés parallèlement au sens de déroulement du film, on bénéficierait de la courbe a) c'est-à-dire : d'une efficacité plus grande et d'un taux de distortion plus faible.

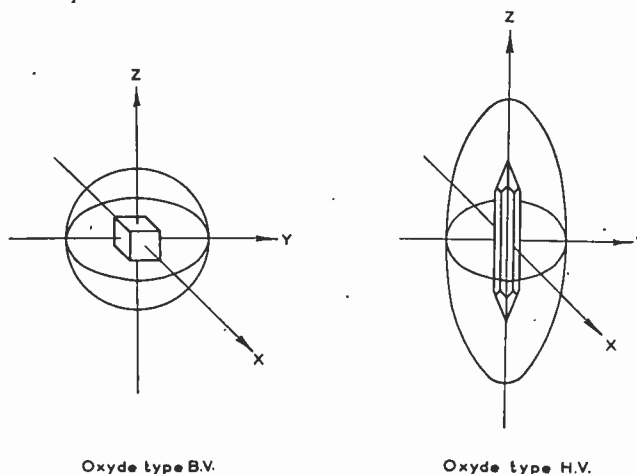


FIG. 21

Nous avons donc essayé d'orienter au moment du couchage les cristaux d'oxyde basse vitesse, et pour cela nous avons utilisé des électro-aimants alimentés en courant continu et disposés de deux façons différentes. Le film passait devant l'électro-aimant aussitôt après l'application de la couche magnétique sur le support, de sorte qu'au moment de l'aimantation des cristaux le collodion n'étant pas encore

sec, le film en séchant gardait emprisonné les cristaux dans la position qu'ils avaient prise au moment du passage sur les électro-aimants.

Dans une première expérience nous avons disposé l'électro-aimant de manière à ce que la direction du champ soit dans le plan du film et parallèle au sens du déroulement. Visuellement ⁽¹⁾ rien ne s'est manifesté pendant le couchage, la couleur ne s'est pas modifiée et les essais électro-acoustiques sur le film terminé ont fourni des résultats légèrement supérieurs à ceux des couchages habituels, en ce qui concerne le niveau de sortie en particulier.

Puis dans une seconde expérience nous avons disposé l'électro-aimant de sorte que la direction du champ soit orthogonale au plan du film et nous avons observé les faits suivants : le collodion couché sur le film était doué avant son passage sur l'électro-aimant de la coloration jaune caractéristique de l'oxyde BV, puis pendant passage dans le champ la coloration passait brusquement au rouge, puis immédiatement après le passage dans le champ la coloration redevenait jaune clair.

Les essais électro-acoustiques sur ce film terminé ont fourni des résultats semblables à ceux des couchages normaux.

Ces deux constatations montrent que si une orientation orthogonale au plan du film se produit bien durant le passage du film dans le champ, comme le séchage de l'émulsion sur son support n'a pu se faire que d'une façon très élémentaire pendant l'application du champ (la longueur de film soumise au champ étant très faible par rapport à celle pendant laquelle le film n'est pas sec) dès que les cristaux sont sortis de l'emprise magnétique du champ ils se recouchent aussitôt dans le plan du film pour occuper une position identique à celle qu'ils avaient avant action de l'électro-aimant. Il est donc impossible d'orienter les cristaux de telle sorte que leur axe soit orthogonal à la surface du film.

Dans une troisième expérience le champ orientateur a été disposé dans le plan du film mais perpendiculairement au sens du déroulement. Là encore aucune modification de teinte ne s'est manifestée ; quant aux propriétés électroacoustiques du film terminé elles ont été inférieures à celles obtenues lors des deux expériences précédentes. Les modifications de propriétés acoustiques n'ont concerné que le niveau de sortie qui s'est abaissé, autrement dit on a réalisé une modification semblable à celle qu'on obtiendrait en diminuant le titre du couchage.

Enfin, à titre de vérification de notre théorie, nous avons recommencé la série des trois expériences précédentes lors d'un couchage de film du type haute vitesse. Comme la théorie le laissait prévoir, aucune modification visuelle de la couche d'émulsion ne s'est manifestée pendant le couchage, et les résultats électroacoustiques obtenus sur les films ayant reçu les trois types d'orientation ont été absolument identiques ce qui est strictement logique étant donné l'isotropie de ce type de cristaux.

(1) Nous rappelons avoir signalé que la couleur des oxydes HV est rouge brun foncé tandis que celle des oxydes BV est jaune clair étant entendu que ces oxydes sont en vrac. Par contre si l'on examine un oxyde BV de telle sorte que tous les cristaux soient vus en bout la coloration passe au rouge brun rappelant l'oxyde HV.

Les résultats obtenus lors des trois expériences d'orientation faites pendant le couchage d'un film basse vitesse conduisent immédiatement à la conclusion que pendant le couchage les cristaux subissent automatiquement une orientation mécanique.

L'anisotropie de forme des cristaux BV conduit au fait que, ne pouvant se maintenir orthogonalement au plan du film, ils se couchent dans son plan. Par ailleurs, la dynamique des filets d'émulsion fluide lors du couchage est telle que la majorité des cristaux s'orientent de telle sorte que la direction du grand axe de chaque cristal est parallèle à la direction du déroulement du film. Quant aux autres cristaux, ils sont tous dans le plan du film, mais leur grand axe doit occuper une position quelconque par rapport au sens de déroulement du film.

Cette faible proportion de cristaux non alignée par rapport à ceux alignés doit correspondre probablement à des cristaux dont le rapport grand axe/petit axe est plus faible que pour la majorité des cristaux.

En effet, les examens au microscope électronique nous ont montré que si les cristaux que nous obtenons lors de la cristallisation en solution aqueuse sont d'une façon générale de dimensions très homogènes, il existe toujours un certain nombre de ces cristaux qui sont « courts » par rapport aux autres, quoique toujours en forme d'aiguilles.

Enfin, le fait que les cristaux d'un film basse vitesse sont automatiquement orientés dans le plan du film et suivant la direction de déroulement fournit une raison supplémentaire pour que la dynamique d'écho soit bien supérieure pour le film basse vitesse que pour le film haute vitesse :

Si lors de l'enregistrement, les cristaux d'oxyde contenus dans le film sont parallèles au champ magnétique issu de la tête d'enregistrement, comme c'est le cas pour le film BV, ceci conduit à l'utilisation de la courbe $Br = f(\mathcal{H})$ définie en (A) de la figure 20.

Le niveau de sortie obtenu avec un tel film sera donc maximum maximorum.

Par contre, comme on peut démontrer que dans l'effet de copie ou « écho » le champ inducteur créé sur les spires voisines par les spires enregistrées ne peut être qu'orthogonal au plan du film, de ce fait, l'enregistrement d'un écho se fera par l'intermédiaire de la courbe $Br = f(\mathcal{H})$ définie par la courbe b)c) de la figure 20 et le niveau d'écho à la lecture aura le niveau minimum minimorum.

Autrement dit, le niveau de lecture résultant de l'enregistrement sera le plus élevé possible et par contre le niveau d'écho sera le plus faible possible. Le rapport de ces deux niveaux étant alors maximum, la dynamique d'écho devient elle aussi maximum.

Par contre, dans le cas d'un film haute vitesse utilisant un oxyde qui par nature est non orientable, l'enregistrement direct tout autant que l'effet de copie de l'écho se réalisent par l'intermédiaire d'une courbe d'induction rémanente unique défavorable à la fois à la production d'un niveau de lecture élevé et d'un niveau d'écho faible. De ce fait, la dynamique d'écho d'un tel film ne peut être que faible si on la compare à celle d'un film basse vitesse.

L'ENREGISTREMENT ET LA REPRODUCTION PHONOGRAPHIQUE

PAR

P. GILOTAUX

Chef des Services Techniques de la Société Pathé-Marconi

1. INTRODUCTION.

Nous avons publié dans l'Onde Electrique de Juillet 1950 un article destiné à faire le point de la situation telle qu'elle se présentait à l'époque et à donner une idée d'ensemble sur l'enregistrement et la reproduction des disques. Depuis, l'évolution qui débutait en France, a franchi son maximum, la stabilisation est en vue sauf sur quelques points et notre intention est de donner dans les lignes qui suivent la description des techniques actuelles en insistant sur certains points particuliers qui nous ont semblé intéressants ou venant en complément de l'article précité.

2. RAPPEL DES BASES THÉORIQUES ET DE QUELQUES NORMES DE L'ENREGISTREMENT

On sait qu'un courant constant traversant un graveur électrodynamique ou magnétique inscrit une amplitude inversement proportionnelle à la fréquence du courant et qu'en somme c'est la vitesse, c'est-à-dire la tangente à la sinusoïde tracée, qui est constante. Ceci est en effet basé sur les propriétés suivantes :

Si on prend pour simplifier un système électrodynamique graveur et lecteur qui nous permet d'utiliser les lois bien connues, on a :

$$(1) f = B.L.I \sin \omega t$$

f force exercée sur un conducteur de longueur L parcouru par le courant $I \sin \omega t$ et soumis à une induction B .

D'autre part :

$$(2) f = Z.V \sin \omega t$$

Z étant l'impédance mécanique et $V \sin \omega t$ la vitesse du mouvement.

On déduit de (1) et (2) :

$$Z V = B.L.I$$

donc un courant de fréquence quelconque traversant le graveur inscrira un signal à vitesse constante. Or :

$$v = \frac{d a}{d t}$$

a étant le déplacement instantané de la pointe du burin graveur, le déplacement étant l'intégrale de la vitesse, si par exemple on injecte dans le graveur un signal rectangulaire on gravera un sillon de forme triangulaire. C'est ce que montre la figure 1.

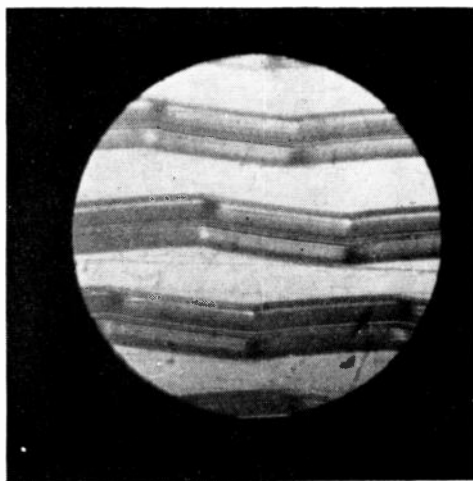


FIG. 1

A la lecture, l'opération inverse se produit. Si on continue d'employer des appareils électrodynamiques on a :

$$\Phi = H.L.A \sin \omega t$$

Φ flux coupé par un conducteur de longueur L se déplaçant d'une amplitude A dans un champ H .

La tension produite est :

$$e = \frac{d \Phi}{d t}$$

c'est-à-dire :

$$e = K. \frac{d a}{d t} = K v$$

elle sera donc rectangulaire.

Plus généralement, on se conforme aux standards classiques d'enregistrement c'est-à-dire qu'on s'arrange, quel que soit le type de graveur, pour que la gra-

vure soit faite à vitesse constante pour les fréquences supérieures à 250 Hz.

Le lecteur, quelle que soit la loi qui régit sa réponse, devra fournir une tension constante avec la fréquence c'est-à-dire que, naturellement ou par le jeu des corrections, il sera un différentiateur.

On donne toujours les niveaux d'enregistrement en vitesses donc en cm/s. Ces vitesses qui peuvent sembler abstraites et peu accessibles sont pourtant mesurées directement avec une assez bonne précision par la méthode optique bien connue de Meyer. La figure 2 représente le reflet d'un disque microsillon enregistré de 10 000 à 50 Hz à partir de l'extérieur d'un disque à 45 tours. La largeur du reflet

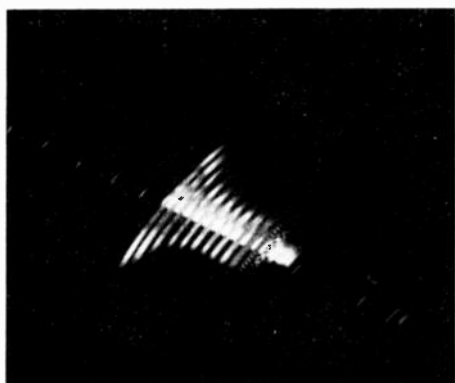


Fig. 2

lumineux obtenu en éclairant le disque avec un faisceau de lumière parallèle perpendiculaire à son plan et en l'observant dans son plan ou presque, est proportionnelle à la vitesse :

$$B = \frac{A \omega}{\pi n}$$

B = largeur du reflet, n tours par seconde du disque, $A \omega$ amplitude de la vitesse de vibration recherchée. On définit le niveau 0 comme celui de 1 cm/s efficace. Pour la gravure des disques 78 tours le niveau maximum est de + 22 dB au-dessus de 1 cm/s efficace. Le niveau moyen qui correspond à un faisceau lumineux réfléchi B de 2 cm correspond à 8,2 cm/s crête ou 5,8 cm/s efficaces.

Pour la gravure microsillon les niveaux sont d'environ 4 dB inférieurs.

Revenons à la fig. 2 nous voyons qu'on a enfreint la règle de la gravure à vitesse constante puisqu'on a environ 6 dB de plus à 10 000 Hz qu'à 1 000 Hz. Nous en donnerons l'explication plus loin mais nous voulons simplement attirer l'attention du lecteur sur les corrections qui sont faites par les différentes compagnies éditrices ce qui rend la publication de normes illusoire. Théoriquement les enregistrements américains et certains anglais ont une accentuation des fréquences élevées en 78 tours de l'ordre de 5 à 7 dB. Cette accentuation est de 14-16 dB pour le microsillon. La majorité des disques Anglais et la presque totalité de ceux du continent n'ont pas d'accentuation pour les 78 tours et ont une accentuation de 6 dB environ pour le microsillon. En fait

la lecture de ces diverses productions avec un pick-up fidèle, c'est-à-dire restituant une tension constante à partir d'un disque enregistré à vitesse constante, ne montre pas les différences qu'on pourrait attendre car on n'a pas tenu compte du facteur humain de l'enregistreur qui dispose bien d'un appareillage ayant une courbe de réponse donnée mais qui dispose aussi dans les amplificateurs de corrections laissées à son libre arbitre. Nous sommes donc persuadés que les accentuations données ci-dessus ne sont pas réellement atteintes. Pour le microsillon la différence est audible mais il suffit de diminuer les aiguës de quelques décibels pour retrouver la même impression auditive. Il en est de même pour la coupure des basses au-dessous de 250 Hz.

En résumé, les courbes d'enregistrement n'obéissent pas à un standard rigide mais on peut dire que les basses sont coupées de 10 à 15 dB à 50 Hz, les aiguës ne sont pas accentuées pour le 78 tours et ont une accentuation de 6 à 10 dB à 10 000 Hz pour le microsillon.

3. MÉTHODES ACTUELLES D'ENREGISTREMENT.

L'emploi du magnétophone est maintenant général. On n'enregistre pratiquement plus directement sur le disque original en cire ou en laque le son capté par le microphone. L'enregistrement se fait sur la bande magnétique du magnétophone. Les avantages sont les suivants :

On contrôle l'enregistrement à l'instant même où il se fait. On n'écoute plus en effet le son à la fin de la chaîne d'enregistrement juste avant l'enregistreur mais on lit la bande elle-même en même temps qu'elle est enregistrée.

La bande peut être montée à la manière d'un film cinématographique et peut subir facilement toutes les corrections et même des truquages. On peut aussi pour les disques longue durée produire un assemblage de bandes pour atteindre 25 minutes d'audition. S'il se produit un incident à la gravure — ce qui est fréquent pour le microsillon — ou au développement galvanoplastique, on peut recommencer la gravure autant de fois qu'il sera nécessaire.

L'inconvénient est l'adjonction d'une opération supplémentaire, mais cette opération est compensée par la sécurité d'exploitation qu'elle apporte dans la suite des opérations d'enregistrement, de plus elle est inévitable pour le microsillon. La qualité de l'enregistrement sur bande magnétique, fait évidemment dans les meilleures conditions possibles est assez élevée pour qu'on ne puisse pas déceler la différence entre un enregistrement direct et un autre obtenu par l'intermédiaire d'un magnétophone.

La gravure sur disque de cire est à peu près abandonnée en raison de la difficulté d'avoir des matières premières convenables. De plus la gravure sur cire ne pouvait être lue avant d'être envoyée au développement. C'est pourquoi on emploie généralement les disques en laque sur flan d'aluminium. On a pu obtenir des matières assez pures pour faire sans difficultés les originaux des disques 78 tours. Pour le microsillon la sélection des disques vierges s'impose

car le moindre défaut est inadmissible et le rebut est assez considérable. Néanmoins ces disques sont utilisés exclusivement en Amérique et en France car ils permettent une écoute après leur gravure et avant l'envoi au développement. Ce contrôle n'introduit aucune perte de qualité grâce aux nouveaux pick-ups qui ont été développés pour la lecture des disques microsillon. Ces pick-ups, qui sont décrits plus loin, n'ont rien d'autre de particulier que d'avoir une réponse fidèle, que de ne peser 7 à 10 grammes sur le disque et que d'avoir une raideur latérale très faible. L'écoute des disques permet d'éviter la dépense non négligeable du développement d'un original défectueux. Pour les originaux microsillon ce contrôle

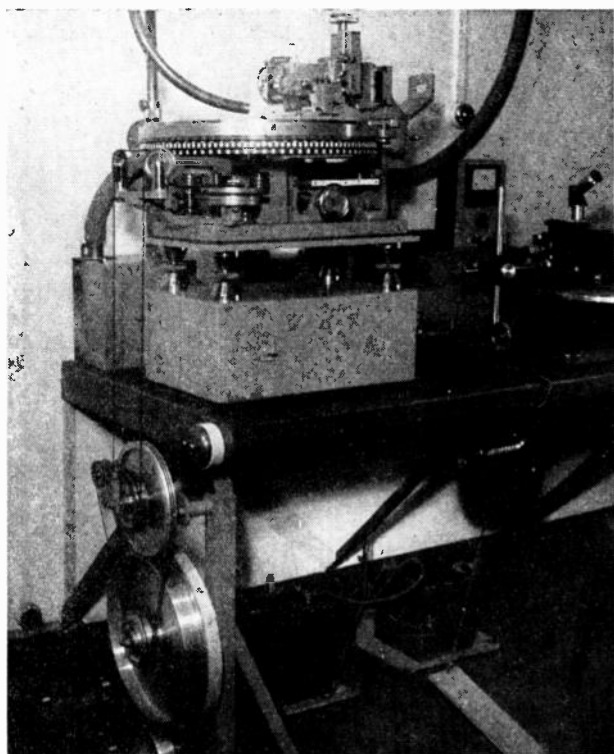


FIG. 3

est doublé d'un contrôle au microscope avec micromètre oculaire pour vérifier la coupe et la largeur du sillon. Ceci se produit par exemple quand la machine d'enregistrement vibre et grave une profondeur de coupe variable donc une largeur de sillon variable qui donne au disque un aspect de moirage radial. Outre le défaut d'aspect du disque on oblige l'aiguille du pick-up à se déplacer verticalement ce qui peut produire des bruits parasites.

Les machines modernes d'enregistrement (figure 3), permettent les enregistrements sur les trois vitesses 78-33 1/3-45 tours minute. Le moteur peut être incorporé mais il est préférable pour le microsillon d'avoir un moteur séparé de la machine comme sur la figure. Le moteur est posé sur le plancher tandis que la machine est posée sur une table solidaire d'un mur épais exempt de vibrations en particulier de celles pouvant provenir du plancher.

L'enregistrement du microsillon a amené le dé-

veloppement de la technique du burin chauffant. En effet, la gravure sur les originaux en laque, matière assez dure mais élastique, ne permet pas la gravure facile des fréquences élevées ceci en raison de l'impédance mécanique très capacitive de la matière (l'élasticité étant l'homologue d'une capacité). Pour diminuer cette impédance on peut (voir l'O. E. juillet 1950) faire un chanfrein sur le burin mais ceci diminue encore les fréquences élevées, le seul moyen qui reste est de diminuer l'impédance de la matière elle-même en la chauffant. On ne peut pas porter toute la matière à une température assez haute sans risquer de déformer la partie de l'enregistrement déjà faite. Le seul moyen qui reste est donc d'appliquer un chauffage instantané en chauffant le burin lui-même par un enroulement en fil fin qu'on fait traverser par un courant. La température atteinte par la pointe est impossible à mesurer en fonctionnement, la mise au point ne peut être faite que par tâtonnements.

Le microsillon a contribué au développement de la technique du report. En effet pour aider à la constitution d'un catalogue on a pensé reprendre les éditions des œuvres de haute valeur existant dans le catalogue du 78 tours. Si on excepte les enregistrements récents qui sont faits sur bande magnétique, tous les autres n'existent que sous forme de disques commerciaux ou de matériel galvanoplastique. Les premiers sont inutilisables en raison du bruit de fond, aussi utilise-t-on la mère (O. E. 7-1950) qui est bien supérieure à ce point de vue et qui de plus, en raison de sa surface en nickel, présente à la lecture une impédance mécanique bien plus grande, restituant ainsi plus d'aiguës et de brillant.

Il arrive malheureusement souvent que ce matériel ancien ne soit pas excellent d'une part au point de vue du bruit de fond et d'autre part au point de vue de la technique de la prise de son. On lit donc ces mères avec des pick-ups aussi fidèles que possible, équipés d'aiguilles en saphir ou mieux en diamant. L'amplificateur qui suit permet de faire toutes les corrections possibles sur les basses et les aiguës (coupure progressive ou rapide, filtre passe-bas) de façon à avoir un rapport signal/bruit convenable. Comme cette opération a détérioré la fidélité, on peut rendre de la vie à l'enregistrement qui est devenu plat et terne en ajoutant une légère réverbération par un moyen électronique ou une chambre d'écho. On sait en effet que la réverbération ajoute l'impression de la dimension de la salle dans laquelle est sensé avoir été fait l'enregistrement. Bien qu'il ne s'agisse pas là de stéréophonie, ce phénomène y est néanmoins lié et on sait que la stéréophonie apporte beaucoup plus d'informations à l'oreille que l'extension de la bande passante. Ces méthodes qui consistent à modifier la nature de l'enregistrement original sont toutefois dangereuses car elles font intervenir le goût personnel de l'enregistreur, aussi celui-ci doit-il être doublé d'un musicien.

4. LES APPAREILS DE REPRODUCTION.

Le matériel de reproduction comprend évidemment le lecteur ou pick-up mais aussi le mécanisme moteur

en bois par exemple sont trop molles. L'aiguille est amortie par un matériau élastique $R_2 C_3$. Si ce matériau est trop raide C_3 sera trop faible pour permettre le passage des basses. Le cristal est représenté par sa masse L_2 . Le cristal est noyé dans une masse amortissante et élastique $R_3 C_4 - R_4 C_5$ qui fournit la force de rappel dans la position d'équilibre. On doit trouver un compromis dans la valeur à donner à $C_4 - C_5$, une trop grande souplesse diminue la raideur de l'équipage ce qui lui permet de suivre le mouvement des fréquences très basses, mais dans ce cas le courant, c'est-à-dire la vitesse de vibration, traverse $C_4 - C_5$ plutôt que le cristal C_5 et le rendement des basses fréquences est diminué. C'est ainsi qu'on peut éviter les basses exagérées dans un pick-up à cristal. C_5 représente en effet le cristal puisque si celui-ci est traversé par un courant constant, c'est-à-dire une vitesse de vibration constante, on aura à ses bornes une tension inversement proportionnelle à la fréquence ainsi que le veut la théorie. T symbolise le transformateur des mouvements mécaniques en tensions électriques tandis que C_6 est la capacité électrique du cristal. $R_5 C_7 L_3 C_8$ sont relatifs à l'aiguille non utilisée. $R_5 C_7$ empêche $L_3 C_8$ de recevoir des excitations trop fortes venant du disque et réciproquement amortit vers le cristal la résonance de l'aiguille $L_3 C_8$.

Selon la nature de l'amortisseur la sensibilité et la

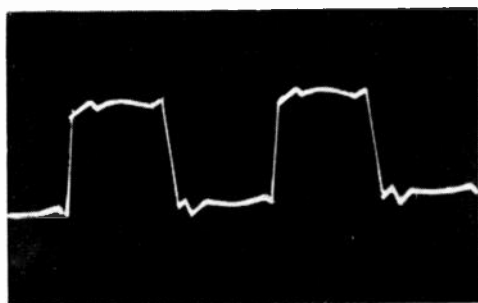


FIG. 5

réponse varient. Le pick-up décrit fournit une tension qui peut être comprise entre ± 3 dB dans la gamme de 50-15 000 Hz sur une charge normale de 500 000 ohms. La photo 5 représente la forme d'onde que donne un tel pick-up lorsqu'il lit le disque représenté sur la photo 1. Cette forme n'est pas mauvaise si on considère que le signal rectangulaire original est passé dans toute la chaîne d'amplification et a traversé deux transformateurs électro-mécaniques.

Nous avons dit que la mesure d'intermodulation montrait un accroissement rapide à partir d'un certain niveau. Ceci indique un manque de linéarité qui ne provient pas, comme on pourrait le penser, d'un dépassement de la limite linéaire d'un amortisseur, mais du décollement de l'aiguille du sillon. La figure 6 qui représente l'équilibre des forces montre que si la composante horizontale dépasse la composante verticale que constitue le poids du pick-up sur le disque, l'aiguille est chassée hors du sillon. La force horizontale est égale à la masse

effective de l'aiguille multipliée par l'accélération. On sait que cette accélération croît avec le niveau et prend des valeurs élevées (O. E. 7-50). On peut calculer la masse effective de l'équipage mobile rapportée à la pointe de l'aiguille en laissant libre le pick-up, c'est-à-dire l'aiguille ne reposant pas sur le disque. On mesure sa résonance au microscope en appliquant une tension à ses bornes comme à un

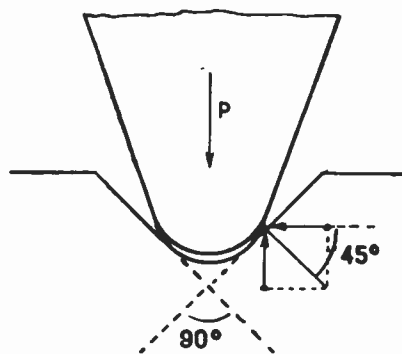


FIG. 6

graveur. Une deuxième mesure de fréquence est faite en ajoutant une masse de mastic connue à l'aiguille. On en déduit la masse effective et la raideur de la même manière qu'on calcule la self et la capacité d'un circuit oscillant par deux mesures de résonance en ajoutant une bobine connue. Aux fréquences élevées le système est contrôlé par sa masse, celle-ci multipliée par l'accélération évaluée en g donne la force horizontale donc le minimum du poids. De même aux fréquences basses le système est contrôlé par sa raideur ou plutôt par l'inverse qui est sa souplesse : en la multipliant par le déplacement c'est-à-dire l'amplitude à la fréquence considérée on connaîtra la force horizontale nécessaire au déplacement. Généralement le décollement se produit aux très basses fréquences, très rarement aux fréquences élevées. Le deuxième élément du lecteur est le mécanisme tourne-disques. Celui-ci doit répondre aux caractéristiques suivantes : posséder les trois vitesses de rotation standard 78-45-33 1/3, ces vitesses doivent être exactes à moins de 1,5 % près ou bien l'appareil doit posséder un réglage de la vitesse. Le moteur doit être assez puissant pour entraîner facilement l'ensemble, cette condition est d'ailleurs plus aisément remplie avec les pick-ups très légers qui ne donnent plus qu'un freinage insignifiant du fait de leur faible poids et de la grande souplesse latérale de leur aiguille. La vitesse de rotation doit être très stable et les vibrations mécaniques doivent être aussi réduites que possible.

Nous ne nous occuperons ici que des deux dernières conditions, les autres étant classiques.

Les variations de la vitesse angulaire de rotation provoquent évidemment une variation de hauteur du son, autrement dit une modulation de fréquence. Cette modulation de fréquence est caractérisée par son amplitude qui correspond à l'excursion prise par la fréquence nominale et par sa fréquence qui correspond au rythme pris par cet écart. La forme la plus connue est celle dont la fréquence est liée à

la vitesse du plateau tourne-disques, elle provient par exemple d'un excentrement, elle est facile à décélérer. Mais il existe des modulations à fréquences plus élevées de 15 à 100 périodes par seconde. Jusqu'à 20 périodes l'oreille distingue l'oscillation de la fréquence autour de sa valeur nominale, au-dessus le son prend un timbre dur dû à l'introduction de composantes non harmoniques comme dans l'intermodulation. Les laboratoires de la Bell ont montré que la perceptibilité de la modulation de fréquence croît avec la fréquence nominale et décroît lorsque la fréquence de la modulation croît. Par exemple à 500 et à 7000 Hz une fréquence de modulation de 100 Hz est perceptible respectivement pour 1 et 0,05 %, pour une fréquence de modulation de 10 Hz ces taux tombent à 0,08 et 0,004 %. Cette modulation de fréquence nuit beaucoup à la fidélité de la reproduction. On ne peut pas donner de règles générales pour la combattre excepté la recherche de toute partie tournante excentrée de tout glissement ou de déséquilibre.

Les vibrations mécaniques se traduisent par des ronronnements. En effet l'élasticité de l'équipage mobile du pick-up combinée avec la masse du bras et la suspension du bras sur la platine donne un système qui est excité par les vibrations de sorte que le pick-up fournit une tension à la fréquence de ces vibrations et fonctionne exactement comme un capteur de vibration. Les fréquences de vibration

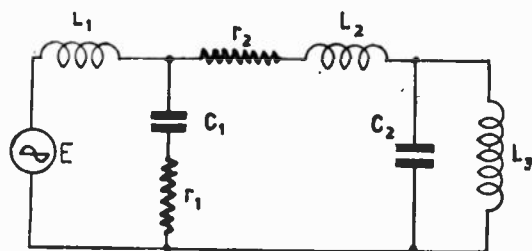


Fig. 7

ne sont pas également mises en évidence car les systèmes sont tous plus ou moins résonnants. Prenons un exemple concret rencontré dans la pratique figure 7. Le moteur d'entraînement est monté sur une sous-platine de masse L_1 suspendue à la platine de masse L_2 par des caoutchoucs d'élasticité C_1 . C_1 qui mécaniquement est monté en série entre L_1 et L_2 est représenté en parallèle sur le schéma électrique puisque le montage en série impliquerait que L_1 et L_2 sont traversées par le même courant, c'est-à-dire par la même vitesse de vibration ce qui n'est pas puisqu'au contraire C_1 empêche cette vitesse de se transmettre de L_1 à L_2 et joue donc le rôle de couplage. Enfin L_2 est suspendue par l'intermédiaire d'un autre ensemble de caoutchoucs à la masse L_3 du meuble qui supporte l'ensemble. L_1 et L_2 sont à peu près du même ordre, L_3 peut être considérée comme très grande. C_2 est obligatoirement aussi grand que possible si le haut-parleur est solidaire de L_3 ceci pour éviter la réaction électro-acoustique (effet Larsen) sinon C_2 est plutôt nuisible comme nous allons voir. L_1 et C_1 résonnent sous l'effet de E et de ses harmoniques. Si C_1 est grand

on favorise le passage du courant fourni par E dans le circuit $L_1 C_1$. Il faudrait que C_1 soit infini pour qu'aucun courant ne réussisse à passer dans L_2 et à exciter l'ensemble électromécanique du pick-up. Ceci ne pouvant être atteint on a donc intérêt, contrairement à ce qu'on imagine à première vue à faire C_1 petit. De cette manière on reporte la résonance $L_1 C_1$ en dehors des fréquences de E et de plus si E n'est pas excessif, c'est-à-dire si l'ensemble est déjà très bon mécaniquement, l'addition de L_1 et L_2 empêche le passage du courant. Dans ce cas on a donc intérêt à augmenter L_2 . Ceci est encore amélioré si on peut supprimer C_2 quand on ne craint pas l'effet Larsen. Lorsqu'il s'agit de matériel amateur ces conditions sont impossibles à réaliser et on conçoit qu'il est plus facile de faire du matériel professionnel que du matériel amateur de haute qualité. Dans ce cas C_2 existant presque toujours et L_3 ne pouvant être augmentée pour des raisons d'économie on est obligé de rechercher des solutions de compromis et d'amortir les résonances en ajoutant par exemple des résistances en série avec C_1 et L_2 . C'est pourquoi des suspensions en caoutchouc sont meilleures que celles à ressort. Pour étudier les vibrations, un système commode consiste à utiliser le pick-up lui-même comme capteur de vibrations tandis qu'un analyseur fournit les différentes composantes du spectre avec leurs amplitudes. Le pick-up peut être posé sur la platine ou sur un disque spécial ayant un sillon non modulé. Selon les réalisations, les vibrations s'étagent entre 5 et 100 Hz, on retrouve ensuite quelques rares composantes plus faibles jusque 250 ou 300 Hz.

Le niveau des principales composantes peut être de 30 dB environ supérieur à celui des composantes provenant du bruit de fond du disque. Celui-ci donne un bruit blanc à peu près parfait jusqu'aux limites du pick-up et de l'analyseur, c'est-à-dire 16 kHz en l'occurrence.

À condition qu'elles ne donnent pas de l'intermodulation, les vibrations très basses, par exemple de 25 Hz, ne sont pas très gênantes si l'ensemble amplificateur haut-parleur baffle ne les reproduit pas. Mais si on dispose d'un ensemble de haute qualité, des ronronnements sont désagréables. On peut les éliminer par exemple avec un filtre du type pont de Wien accordé sur la fréquence indésirable.

CONCLUSIONS.

Le texte qui précède n'a eu pour but que de mettre en évidence les points qui doivent maintenant entrer en considération pour toute étude de matériel moderne reproducteur de disques. Ces points qui étaient peu connus, et en tous cas délaissés autrefois, ont pris une importance capitale. Nous avons laissé de côté comme dépassant largement la question des disques celle du haut-parleur. C'est probablement à la fois la plus ardue et la plus mal résolue, il suffit pour s'en convaincre de constater les différences extraordinaires que peut donner un ensemble haute fidélité en passant d'un haut-parleur à un autre. Il faut en tous cas se féliciter des progrès déjà considérables que le microsillon a fait faire à tout le reste des équipements reproducteurs.

PROGRÈS ET TENDANCES DE L'ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE A HAUTE FIDÉLITÉ

PAR

F. GALLET

Ingénieur de la « Radiodiffusion Française »

L'enregistrement magnétique dont les débuts datent de 1899 n'a pu prendre l'extension que nous lui connaissons, qu'à la suite de l'apparition de deux perfectionnements importants : l'emploi de la polarisation par courant haute fréquence, breveté en 1927 aux U.S.A. par CARLSON et CARPENTER, mais qui ne fut pleinement utilisé qu'à partir de 1939 ; et l'utilisation du ruban magnétique à couche d'oxyde mis au point par l'industrie chimique allemande de 1936 à 1944.

Grâce à ces deux progrès, les performances atteintes par les appareils allemands à haute fidélité en 1944 étaient telles qu'elles n'ont guère été dépassées depuis. Et cependant tous les utilisateurs ont rencontré de grandes difficultés pour obtenir effectivement de telles performances de façon stable ; certains même ont été jusqu'à penser que l'enregistrement magnétique n'était qu'un procédé de laboratoire, intéressant peut-être, mais dont la transposition sur le plan industriel se heurtait à des obstacles insurmontables.

La vérité, c'est que, là comme ailleurs, la qualité se paye. Il n'existe pas de procédé permettant d'obtenir miraculeusement et sans effort la très haute fidélité ; tel résultat suppose évidemment l'emploi d'appareils reposant sur un principe correct, mais il suppose aussi et surtout une étude minutieuse de ses conditions optimum de fonctionnement et une connaissance approfondie du travail de chacun de ses organes.

Voilà sans doute pourquoi, après la période de vulgarisation des années 1945-1950, l'enregistrement magnétique est maintenant entré dans une nouvelle phase : celle de la recherche de la stabilité et du rendement.

Il n'est pas question de reprendre ici la théorie élémentaire de l'enregistrement magnétique, de nombreux articles ont été publiés sur cette question, les plus complets et les plus originaux sont indiqués plus loin (1). Par ailleurs l'étude détaillée des problèmes posés par la réalisation ou l'exploitation inten-

se d'un matériel d'enregistrement magnétique, dépasserait de loin le cadre de cette étude ; je m'en tiendrai donc à quelques brefs sondages en profondeur sur quelques-uns parmi les plus importants de ces problèmes ; soit que la documentation sur ces sujets soit rare, soit que des travaux récents en aient modifié l'aspect.

Parmi ces questions, ont été choisies, d'une part la distorsion harmonique et le bruit de fond, qui sont les limites de la fidélité aux deux extrémités de l'échelle des niveaux sonores, d'autre part les phénomènes assez mal connus qui ont trait au vieillissement des enregistrements. Je terminerai en faisant le point du problème de la normalisation des enregistrements.

LA DISTORSION HARMONIQUE ET LE CHOIX DE LA POLARISATION

Rappelons que le procédé de la polarisation par courant haute fréquence consiste à envoyer simultanément dans la tête d'enregistrement le courant représentant le signal à enregistrer et un courant à haute fréquence d'intensité constante (voir figure 1) Lors de l'enregistrement d'un signal sinusoïdal, le champ appliqué à la bande est donc de la forme :

$$H = p \sin \Omega t + q \sin \omega t$$

p et Ω étant des constantes,
 q et ω les caractéristiques instantanées du signal B.F.

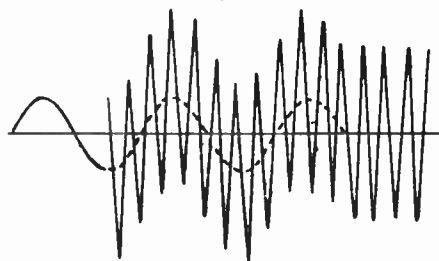


FIG. 1. — Courant dans la tête d'enregistrement

L'un des avantages de ce procédé est de conserver au champ appliqué une forme symétrique, (pour autant que le signal B.F. soit lui-même symétrique)

(1) Voir la bibliographie à la fin de l'article. — Voir également l'article du même auteur dans l'Onde Electrique de Novembre 1950.

et par conséquent de ne faire apparaître au moment de l'enregistrement que les harmoniques impairs du signal puisque les caractéristiques magnétiques sont elles-mêmes symétriques. Comme par ailleurs le terme « p » constitue un paramètre qui peut être fixé librement, on conçoit qu'il soit possible par un choix approprié de ce paramètre de réduire l'harmonique 3 à une valeur très faible et d'obtenir ainsi une excellente fidélité.

Si l'on applique à l'entrée de l'appareil d'enregistrement un signal sinusoïdal permanent, et si l'on

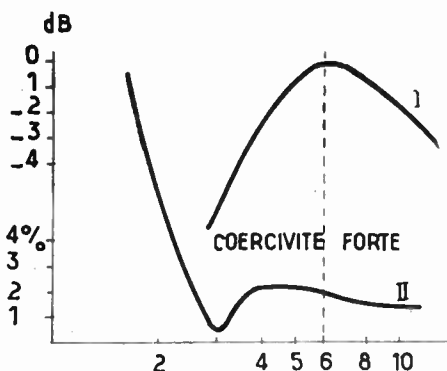
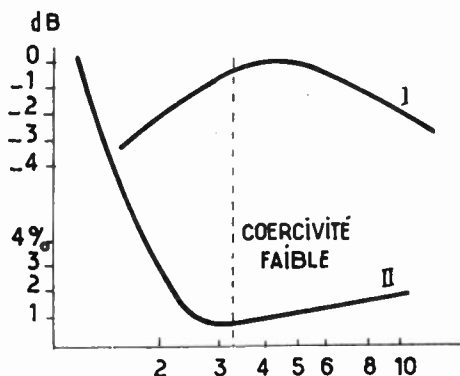


Fig. 2 et 3.

Courbes d'efficacité (I) et de distortion harmonique (II) en fonction du courant de polarisation (unités arbitraires) et pour deux types de bande magnétique

fait varier de façon continue la valeur du courant de polarisation, on obtient à la lecture un signal dont les caractéristiques varient comme l'indiquent les figures 2 et 3. C'est de la considération de ces courbes que l'on peut déduire la valeur optimum du courant de polarisation. Cette valeur sera choisie compte tenu des résultats à obtenir et sans perdre de vue le

justifie la réputation de ce procédé d'être très tolérant à la surmodulation (fig. 4).

En deuxième lieu l'emploi des bandes à haute coercivité présente l'avantage de donner un taux de distortion harmonique qui décroît rapidement quand la fréquence s'élève. Ceci permet en particulier l'emploi de la préaccentuation des aiguës dont il sera question plus loin.

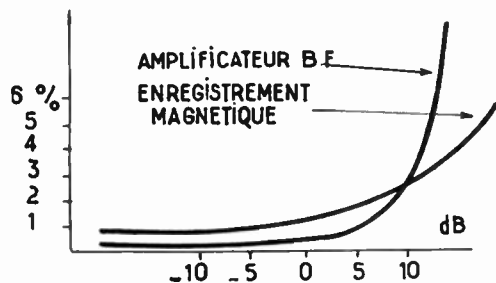


Fig. 4.
Courbes de distortion harmonique en fonction du niveau de sortie relatif (Le niveau de travail est pris comme référence)

fait que la stabilité des caractéristiques est souvent plus importante que les performances elles-mêmes ce qui interdit dans de nombreux cas le choix du courant de polarisation dans une région de variation rapide de l'une des deux courbes.

On voit également que le problème pratique de la fixation du courant de polarisation est assez différent suivant que la bande magnétique utilisée est à coercivité faible ou forte. De ce point de vue les premières semblent bien préférables, cependant de nombreuses raisons font de plus en plus préférer les secondes en particulier leurs possibilités d'emploi aux faibles vitesses de défilement.

LE BRUIT DE FOND

L'un des avantages les plus remarquables des enregistrements magnétiques est leur faible niveau de bruit de fond, et cependant l'étude détaillée des caractéristiques de ce bruit de fond est une source importante de renseignements tant théoriques que pratiques sur le fonctionnement des appareils.

Dans tout ce qui suit il ne sera évidemment pas question du bruit de fond dû aux amplificateurs d'enregistrement et de lecture, car d'une part ce genre de bruit n'est pas particulier aux appareils d'enregistrement, et d'autre part une étude correcte des amplificateurs permet de maintenir leur bruit propre à un niveau assez nettement inférieur à celui du bruit produit par le support ferromagnétique. Signalons également pour mémoire les ronflements dus à l'induction sur la tête de lecture des organes électro-mécaniques servant au défilement du ruban ; un tel effet existe toujours plus ou moins, mais compte tenu de son audibilité moindre, il est assez facile de le ramener à un niveau acceptable par un blindage soigné des organes sensibles.

Quant au bruit de fond propre de l'enregistrement, sa cause doit être recherchée dans les irrégularités de toute nature de la couche magnétique, irrégula-

rités que l'on peut sommairement classer de la façon suivante :

- 1° Nature pulvérulente de la couche magnétique ;
- 2° Répartition, forme, dimensions, et orientation irrégulière des cristaux d'oxyde ;
- 3° Impuretés localisées ;
- 4° Irrégularités périodiques ou non, dues au coulage de l'oxyde sur la bande et affectant soit l'épaisseur, soit l'état de surface de la couche.

Il est bien évident cependant que toutes ces irrégularités ne peuvent intervenir que pour moduler un signal enregistré, mais qu'elles ne peuvent produire un bruit en l'absence totale de signal. En effet un matériau magnétiquement neutre, si hétérogène soit-il, ne peut créer aucun flux dans une tête de lecture. Par contre, ce même matériau, s'il a été soumis à un champ magnétique constant H , conservera une induction rémanente.

$$B_r = B_{r0} (1 + \epsilon)$$

B_{r0} étant la valeur moyenne et ϵ une fonction du temps, supposée petite, et représentant la fluctuation due aux irrégularités du milieu considéré.

Le bruit créé dans une tête de lecture par le défillement de ce milieu, résulte du terme ϵB_{r0} qui est lui-même une fonction croissante du produit ϵH .

On peut donc poser la relation fondamentale suivante :

Le bruit de fond varie comme le produit de deux termes, dont l'un représente les irrégularités du support magnétique, et l'autre la valeur instantanée du champ appliqué pendant l'enregistrement.

De ce principe simple se déduit à peu près tout ce que l'on connaît actuellement du bruit de fond des enregistrements magnétiques.

1° Influence des champs continus :

Il résulte immédiatement du principe énoncé ci-dessus que si la bande magnétique a été soumise à un champ continu H_0 il doit apparaître un bruit qui croît comme le produit ϵH_0 . Ce fait est immédiatement vérifiable ; il justifie les précautions que l'on prend dans la pratique pour éliminer l'aimantation rémanente tant des circuits magnétiques d'enregistrement et de lecture, que de tous les organes accessoires des appareils. Ceci fait apparaître également les inconvénients de l'ancien procédé de polarisation par champ continu qui fournissait des niveaux de bruit élevés et qui a été avantageusement remplacé par le procédé de polarisation par haute fréquence.

2° Influence des champs alternatifs :

Dans un enregistrement normal c'est à un champ alternatif que la bande a été soumise, on peut donc s'attendre à trouver un bruit qui varie comme le produit $B\epsilon$, B étant l'induction rémanente correspondant à la valeur instantanée du champ appliqué H . Il faut distinguer deux cas particuliers importants :

a) Le champ appliqué est sinusoïdal.

Le bruit résultant est approximativement de la forme :

$$\epsilon(t) \sin \omega t \quad (1)$$

il est donc modulé à la fréquence double de celle du signal. La figure 5 donne une idée du phénomène.

b) Le champ appliqué est périodique mais non symétrique.

Il résulte de la non-linéarité des caractéristiques $B(H)$ qu'un tel champ donne naissance à une induction rémanente qui contient une composante continue B_0 . Ceci revient à dire qu'une dissymétrie du champ appliqué produit un effet équivalent à celui d'un champ continu H_0 .

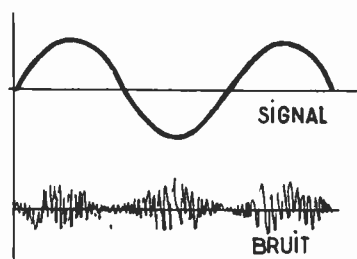


Fig. 5. — Aspect du bruit de modulation

Appliquons ces résultats au cas d'une bande qui vient d'être enregistrée, et supposons d'abord qu'à l'instant considéré le signal à l'entrée de l'appareil ait été supprimé, la tête d'enregistrement n'en est pas moins parcourue par le courant de polarisation qui, lui, est permanent. La couche magnétique vient donc d'être soumise à un champ alternatif à haute fréquence. Il résulte du principe fondamental exposé ci-dessus que si ce champ ne contient pas de composante continue et si sa variation dans le temps est parfaitement symétrique le bruit produit ne peut être que situé au delà du spectre des fréquences acoustiques. Si dans la pratique on peut admettre que la première de ces deux conditions est parfaitement vérifiée, par contre un oscillateur délivrant un courant rigoureusement symétrique ne constitue évidemment qu'une limite dont les dispositifs réels s'approchent plus ou moins. L'expérience prouve en effet qu'un taux de dissymétrie de l'ordre de 1 % suffit à augmenter sensiblement le niveau de bruit et qu'inversement toute amélioration de la symétrie du courant de polarisation procure un gain intéressant sur le bruit de fond.

En fait on emploie divers artifices pour s'approcher des conditions idéales ; le plus courant consiste à coupler l'oscillateur à la tête d'enregistrement par l'intermédiaire d'un circuit ajustable qui procure sur l'harmonique 2 de l'onde H.F. un déphasage rendant la dissymétrie minimum. On a également essayé avec succès de combattre la dissymétrie du courant de polarisation par un très faible courant continu de sens convenable. De tels dispositifs permettent d'atteindre de hautes performances mais sont rarement d'une stabilité parfaite.

Considérons maintenant ce qui se passe quand un courant de modulation vient se superposer au courant de polarisation dans la tête d'enregistrement. Le même mécanisme intervient pour créer un bruit

nouveau qui est directement fonction des caractéristiques du signal. D'une part l'intensité du bruit de fond croît comme celle du signal, et d'autre part l'analyse spectrale de ce bruit fait ressortir qu'il s'agit bien en quelque sorte d'un phénomène d'intermodulation ainsi que l'expression (1) le laisse prévoir. Les fréquences dominantes du bruit sont en effet groupées symétriquement autour de celle du signal et constituent de véritables bandes latérales de la modulation enregistrée (fig. 6). La forme du spectre

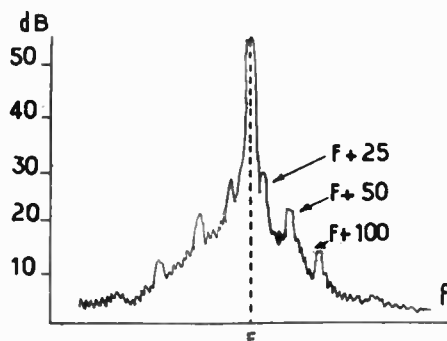


FIG. 6.

Spectre du bruit au voisinage du signal (irrégularités du défilement)

de ces bandes latérales de part et d'autre du signal « porteur » constitue une caractéristique de la fonction $\epsilon(t)$ c'est-à-dire des irrégularités de la bande magnétique utilisée.

A vrai dire ceci n'est pas tout à fait exact car l'analyse du bruit accompagnant la restitution d'un signal enregistré fait apparaître également des bandes latérales dont la cause est tout à fait différente. La vitesse de défilement du ruban magnétique, tant à l'enregistrement qu'à la lecture, n'est jamais rigoureusement constante. Si le signal enregistré est de fréquence f , le signal restitué sera de fréquence f' telle que :

$$f' = k / (1 + \eta)$$

k est une constante égale au rapport des vitesses moyennes d'enregistrement et de lecture, η est comme ϵ une fluctuation fonction du temps et petite devant l'unité. Le signal restitué est donc faiblement modulé en fréquence par la fluctuation η : ce qui se traduit par l'apparition de bandes latérales qui viennent s'ajouter à celles que produit la fonction ϵ , mais dont l'amplitude est, toutes choses restant égales, proportionnelle à la fréquence porteuse f , conformément à la théorie élémentaire de la modulation de fréquence.

Les causes de fluctuation de vitesse sont multiples ; si l'on excepte les fluctuations à très basse fréquence, difficilement décelées par cette méthode, on peut en distinguer deux principales :

a) Les fluctuations dues aux défauts du moteur d'entraînement (faux rond, équilibrage imparfait, ondulation du couple moteur), pour un moteur synchrone à 4 pôles elles correspondent presque exclusivement aux fréquences 25, 50 et 100 et permettent d'interpréter les 3 bandes latérales qu'on observe le plus souvent (fig. 6).

b) Un défaut curieux a pu récemment être décelé et mesuré par cette méthode, c'est celui qui est dû très vraisemblablement aux vibrations longitudinales du ruban magnétique pendant son défilement devant les têtes. Ces vibrations sont caractérisées par une fréquence propre assez élevée qui dépend principalement des dimensions de la machine de défilement et plus précisément des intervalles séparant les points d'appui de la bande. Le plus souvent cette fréquence est de l'ordre de 3 à 4 000 Hz. Sur certains appareils elle s'abaisse jusqu'à 1 500 ou 2 000 Hz et devient de ce fait plus gênante.

Les graphiques obtenus expérimentalement et dont les figures 6 et 7 donnent une idée, mettent en évidence tous ces phénomènes. Il existe d'ailleurs un moyen simple de séparer les bandes latérales de

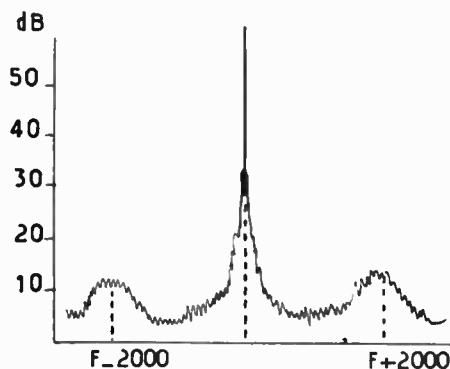


FIG. 7. — Bruit de modulation.

Bandes latérales dues aux vibrations de la bande

modulation dues aux défauts du support magnétique (fonction $\epsilon(t)$), de celles que produisent les irrégularités du défilement (fonction $\eta(t)$). En effet, en vertu de la remarque faite plus haut, les premières apparaissent seules lors de l'enregistrement d'une fréquence très basse ou même lorsqu'on remplace le signal par un courant continu, les secondes au contraire sont prédominantes lorsqu'on enregistre un signal de fréquence élevée.

En conclusion de cette question on peut souligner le fait que si de telles études sont délicates et demandent des moyens d'investigation assez puissants, la valeur des renseignements qu'elles fournissent les rendent cependant indispensables aussi bien pour la mise au point d'un prototype d'enregistreur, que pour le contrôle d'une fabrication de bandes magnétiques.

L'INFLUENCE DU TEMPS

Il est couramment admis que les enregistrements magnétiques sont des produits stables, que leur conservation, même à longue échéance, ne pose pas de difficultés particulières. En fait toutes les mesures simples montrent qu'à l'exception de très faibles variations au cours des deux ou trois premières lectures, l'ensemble des caractéristiques d'un signal enregistré ne subit aucune variation mesurable dans le temps. En d'autres termes, il semble impossible de pouvoir attribuer par des mesures simples un « âge » à un enregistrement d'origine inconnue.

Cependant, l'étude empirique de certains effets particuliers à l'enregistrement magnétique révèle

une influence considérable du temps sur certains caractères secondaires du signal enregistré, et témoigne par conséquent d'un vieillissement. Parmi ces effets on doit mentionner en particulier l'écho (ou effet de copie) et le phénomène d'effacement.

L'écho

Les manifestations du phénomène d'écho sont bien connues pour leur aspect gênant : après un certain temps de conservation, un signal enregistré en un point d'une bande se trouve recopié à un niveau inférieur sur les spires contiguës supposées non enregistrées de la bobine.

Pendant longtemps l'écho a été considéré comme un phénomène mystérieux et à peu près impossible à reproduire systématiquement. Cette apparente complexité tient uniquement au grand nombre des variables qui influencent le niveau du signal parasite. Le temps est la principale et il intervient d'une multitude de manières différentes. Il ne peut être question de détailler ici toutes les lois connues de ce phénomène, je soulignerai seulement les quatre aspects essentiels de l'influence du temps.

1° Action du temps de contact t_3 :

Un fragment de bande enregistrée étant placé au contact d'un fragment de bande effacée, le niveau du signal obtenu croît avec le temps de contact t_3 .

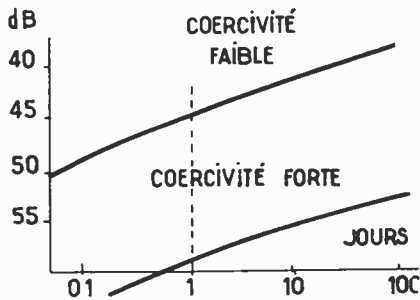


FIG. 8.
Variation du niveau d'écho avec le temps de contact t_3 pour deux types de bande
(Le niveau du signal est pris comme référence)

La loi de croissance n'est pas simple. La figure 8 donne une idée des ordres de grandeur dans deux cas particuliers.

2° Vieillissement du signal enregistré :

Si le signal enregistré a été conservé un certain temps t_2 avant d'être mis en contact avec la bande effacée l'écho produit au bout d'un temps quelconque est fonction croissante de t_2 .

3° Vieillissement de la bande effacée :

Si la bande effacée a été conservée un temps t_1 avant d'être mise en présence du signal, l'écho produit au bout d'un temps quelconque est fonction décroissante de t_1 .

4° Atténuation spontanée de l'écho :

Dès que la bande enregistrée est séparée de la

bande effacée l'écho produit s'efface lentement, de sorte que si la mesure est faite un temps t_4 après la séparation des deux bandes le niveau d'écho mesuré est une fonction décroissante de t_4 . Il semble bien d'ailleurs que cette fonction dépende aussi de t_1 , t_2 , et t_3 .

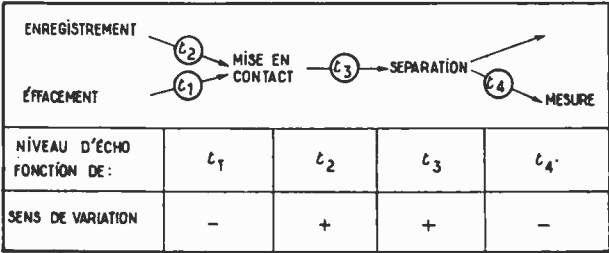


FIG. 9. — Influences du temps sur l'écho

L'ensemble de ces résultats est résumé symboliquement sur le tableau de la figure 9. Si l'on ajoute à ces lois déjà complexes l'influence de la température et de ses variations, de la fréquence du signal, de l'épaisseur de la bande et enfin de la nature de la couche magnétique utilisée, on conçoit sans peine que l'écho ait pu passer longtemps pour un phénomène capricieux.

Du point de vue pratique d'ailleurs, le fait essentiel est que l'importance du phénomène d'écho soit très intimement liée à la structure de l'oxyde magnétique et qu'une sélection poussée des oxydes et des procédés de fabrication ait permis l'apparition récente de bandes à très faible niveau d'écho.

L'effacement

On admet le plus souvent que l'effacement des bandes magnétiques par les procédés usuels peut être total. Une mesure précise montre qu'il n'en est rien et qu'il faut définir l'efficacité d'un dispositif d'effacement par l'affaiblissement qu'il apporte à un signal enregistré. Un effacement de 60 décibels est généralement satisfaisant, un effacement de 70 décibels peut être considéré comme parfait pour la plupart des applications. L'expérience prouve cependant qu'un tel résultat ne peut pas toujours être obtenu car l'efficacité de l'effacement produit par un dispositif donné, est sous la dépendance d'une multitude de facteurs. Cette fois encore il ne peut être question de décrire en détail tous les aspects du phénomène, il est pourtant intéressant de signaler certaines particularités dont l'explication correcte fait jusqu'ici totalement défaut.

1° Dans des conditions identiques, un signal s'efface d'autant mieux que son enregistrement est plus récent. Il y a donc là le principe d'une mesure (destructive il est vrai) de l'âge d'un enregistrement ;

2° Le résidu de signal laissé par un premier effacement peut être atténué par un deuxième effacement identique. Le bénéfice est d'autant plus grand que les deux effacements sont séparés par un temps plus long ;

3° Dans ce dernier cas l'efficacité du deuxième effacement est accrue si la bande effacée une première fois est maintenue dans une ambiance chaude avant le deuxième effacement ;

4° Lorsqu'un signal a été incomplètement effacé, l'action d'un faible champ haute fréquence, loin d'améliorer l'effacement, peut faire sensiblement remonter le niveau du signal résiduel.

Bien entendu la grandeur de tous ces effets dépend essentiellement de la nature de l'oxyde magnétique, cependant l'allure générale du phénomène semble constante.

Sans s'attacher particulièrement à l'un ou l'autre des faits cités, leur confrontation prouve indiscutablement l'existence de phénomènes de vieillissement des enregistrements et l'on ne peut que se réjouir de ce que ces phénomènes n'affectent que les caractères secondaires du signal enregistré. Je livre néanmoins ces quelques faits à la méditation des spécialistes du ferromagnétisme, dans l'espoir d'attirer les lumières de la science pure sur les petits mystères de la science appliquée.

LE PROBLÈME DE LA NORMALISATION

La normalisation complète des caractéristiques des enregistrements magnétiques présente un intérêt considérable, car elle seule peut permettre la circulation d'enregistrements de toutes natures et pallier ainsi dans une faible mesure à l'encombrement des voies de communication instantanées.

Sur le plan de la Radiodiffusion des projets de normalisation sont à l'étude depuis plusieurs années et l'accord a pu être fait au cours des dernières conférences sur quelques points essentiels tels que vitesses de défilement, largeur de la piste etc... par contre un problème fondamental reste encore à résoudre, celui de la normalisation des caractéristiques de fréquence. Sans vouloir épuiser cette question délicate, il semble utile d'en rappeler ici les difficultés.

fréquence. Elle présente au contraire l'aspect de la figure 10 sur laquelle on distingue deux parties :

a) Aux fréquences basses la tension est à peu près proportionnelle à la fréquence car le flux rémanent dans la bande est constant et la tension induite s'en déduit par dérivation ;

b) Aux fréquences élevées la tension diminue rapidement par l'action conjuguée d'un certain nombre de pertes dont les principales sont :

1. Pertes diverses lors de l'enregistrement ;
2. Démagnétisation spontanée de la couche magnétique pour les petites longueurs d'onde ;
3. Perte due à la largeur finie de l'entrefer de lecture ;
4. Perte due au contact imparfait entre la couche magnétique et la tête de lecture.

Les faits essentiels et qui expliquent les difficultés du problème sont les suivants :

1. Chacune de ces pertes est sous la dépendance d'une caractéristique particulière du matériel utilisé : type d'oxyde, largeur de l'entrefer de lecture, état de surface de la couche etc... ; or on trouve en circulation des appareils et des bandes ayant les caractéristiques les plus variées.

2. S'il est certain que la somme de toutes les pertes peut se déduire de la courbe expérimentale de la figure 10, il est par contre très difficile de savoir comment ces pertes se répartissent dans les diverses catégories citées. En effet il n'existe à ce jour aucun moyen sûr de mesurer l'intensité du signal effectivement enregistré, il faudrait pour cela disposer d'une tête idéale pour laquelle les pertes 3 et 4 ci-dessus seraient négligeables, ou bien il faudrait pouvoir étalonner une tête réelle en calculant à priori ces pertes. Or jusqu'ici et malgré diverses tentatives, une telle méthode semble comporter des risques d'erreur

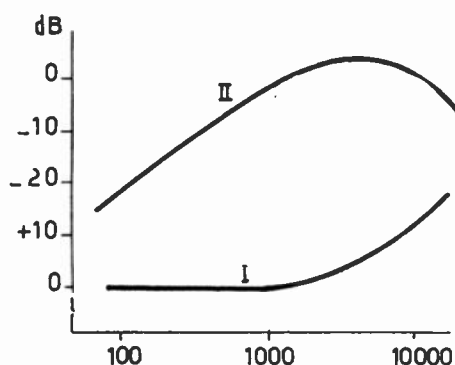
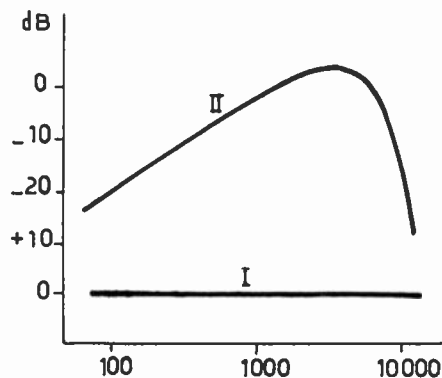


FIG. 10 et 11. — Courant d'enregistrement (I) et niveau relatif de lecture (II) en fonction de la fréquence
Sans préaccentuation et avec préaccentuation

On sait que lorsqu'un enregistrement a été réalisé à courant constant, c'est-à-dire lorsque l'amplitude du champ alternatif appliqué à la bande magnétique est fonction seulement du niveau et non de la fréquence du signal à l'entrée, la tension recueillie sur la tête de lecture est loin d'être indépendante de la

dont l'importance est comparable à celle des écarts à mesurer.

Pour obtenir un enregistrement fidèle il faut donc ramener la courbe de la figure 10 à une forme voisine de la droite horizontale au moyen de corrections qui peuvent être réparties entre l'amplificateur d'enre-

gistrement et celui de lecture. L'usage est à peu près général maintenant de faire dans l'amplificateur d'enregistrement une préaccentuation des fréquences élevées analogue à celle qui est utilisée dans l'enregistrement sur disques microsillons et dans les émetteurs de Radiodiffusion à modulation de fréquence. Une telle pratique présente l'avantage de ne pas conduire à un surdimensionnement des amplificateurs d'enregistrement puisqu'elle ne fait qu'équilibrer la répartition de l'énergie dans le spectre sonore ; de plus elle permet de réduire à très peu de choses la remontée des aiguës dans l'amplificateur de lecture (figure 11) une telle remontée est toujours nuisible au bruit de fond et à la distorsion harmonique de l'ensemble.

Revenons maintenant à la normalisation. Le but de toute normalisation est d'aboutir à la définition précise du produit échangé de manière à permettre son utilisation dans des conditions standard, le fabricant du produit reste libre en général d'utiliser les procédés de fabrication de son choix pourvu que le produit fini satisfasse aux conditions normalisées. Sur le plan de l'enregistrement ceci revient à définir l'amplitude enregistrée sur la bande à chaque fréquence de façon à en permettre la lecture sur des appareils réglés une fois pour toutes. Il revient alors à chacun de déterminer les procédés convenables pour obtenir sur la bande qu'il emploie l'enregistrement standard.

On conçoit que toute la difficulté du problème vienne de l'impossibilité pratique de définir et de mesurer cette grandeur qui logiquement devrait seule faire l'objet de la normalisation. Toutes les méthodes proposées pour normaliser soit le dispositif d'enregistrement soit celui de lecture supposent plus ou moins implicitement l'emploi d'un certain type de bande magnétique ou de tête d'enregistrement et de lecture, et la grande variété du matériel existant, jointe aux difficultés de reproductibilité des têtes interdisent pratiquement de telles méthodes.

Quoi qu'il en soit, les moyens de mesure ont été sensiblement perfectionnés depuis deux ans et tout permet de prévoir l'avènement prochain d'une nor-

malisation. Cependant, compte tenu de la difficulté et de l'imprécision des mesures absolues en cette matière, il sera sans doute nécessaire de baser la normalisation sur la diffusion d'enregistrements étalons, imitant en cela les créateurs du système métrique qui jugèrent plus prudent de ne pas laisser à chacun le soin de mesurer la planète pour en déduire la longueur du mètre.

BIBLIOGRAPHIE

1. — LUBECK. — Magnetisches Schallaufzeichnung mit Filmen und Ringköpfen. *Akustische Zeit*. Novembre 1937.
2. — TOOMIN ET WILDFEUER. — The mechanism of supersonic frequencies as applied to magnetic recording. *Proc. I.R.E.* Novembre 1944.
3. — HOLMES ET CLARK. — Supersonic bias for magnetic recording. *Electronics*. Juillet 1945.
4. — WOOLRIGDE. — Signal and noise level in magnetic tape recording. *A.I.E.E. Transactions*. Juin 1946.
5. — HOLMES. — Some factors influencing the choice of a medium for magnetic recording. *Journal of the Acoustical Society of America*. Mai 1947.
6. — WETZEL. — Review of the present status of magnetic recording theory. *Audio Engineering*. Nov. Déc. 1947 et Janv. 1948.
7. — HERR, MURPHEY ET WETZEL. — Some distinctive properties of magnetic recording materials. *Journal of the society of Motion Picture Engineers*. Janvier 1949.
8. — HERR. — Magnetic erasure by permanents magnets. *Audio Engineering*. Août 1949.
9. — FRIEND. — Adjustements for obtaining optimum performance in magnetic recording. *Electrical Engineering*. Octobre 1949.
10. — HOLMES. — Techniques for improved magnetic recording. *Electrical Engineering*. Octobre 1949.
11. — WINZELBERG. — Über den Kopiereffekt der Magnetofon Filmbänder. *Funk und Ton*. Décembre 1948.
12. — DIMMICK ET JOHNSON. — Optimum high frequency bias in magnetic recording. *Journal of the S.M.P.E.* Novembre 1948.
13. — RETTINGER. — A magnetic record-reproduce head. *Journal of the S.M.P.E.* Octobre 1950.
14. — AXON. — Overall frequency characteristic in magnetic recording. *B.B.C. Quarterly*. Printemps 1950.
15. — DANIEL ET AXON. — Accidental printing in magnetic recording. *B.B.C. Quarterly*. Hiver 1950.
16. — MUCKENHIRN. — Recording demagnetisation in magnetic tape recording. *Proc I.R.E.* Août 1951.
17. — WALLACE. — The reproduction of magnetically recorded signals. *Bell System Tech. Journal* Octobre 1951.

LE PROBLÈME DE LA NORMALISATION DES APPAREILS DE PROTHÈSE AUDITIVE ET DES MÉTHODES DE MESURES

PAR

M. P. CHAVASSE

*Ingénieur en Chef des P.T.T.
Chef du Dépt. « Acoustique et Téléphonométrie »
du « Centre National d'Etudes des Télécommunications »*

et

R. LEHMANN

*Ingénieur au Dépt. « Acoustique et Téléphonométrie »
du « Centre National d'Etudes des Télécommunications »*

I. — INTRODUCTION.

L'évolution de l'appareil de prothèse auditive a suivi, avec quelque retard cependant, celle de la téléphonie et de l'électronique. A l'origine, ces appareils consistaient simplement en une sorte de tube acoustique aboutissant à l'oreille et se terminant, du côté opposé, par un élargissement en forme d'entonnoir qui avait pour rôle de collecter les sons et non de les amplifier. Après la mise au point des microphones à charbon pour la téléphonie, on utilisa les appareils à granule qui étaient déjà de véritables amplificateurs. Malheureusement, leur qualité acoustique était médiocre, à cause du bruit de fond d'agitation thermique dans le carbone, d'une part, et, d'autre part, de la forme de la courbe de réponse de l'ensemble en fonction de la fréquence, qui présente

flit et des progrès de l'électronique. A l'origine, fabriqués exclusivement aux Etats-Unis, les appareils à lampes « subminiatures » furent ensuite construits en Europe, en petite quantité d'ailleurs, avec du matériel d'importation. C'est seulement à partir de 1950 que furent réalisés, en France, les premiers appareils construits avec du matériel français (tubes exceptés).

La question qui se posait alors était de savoir quel serait le critère d'homologation, c'est-à-dire d'aptitude du matériel considéré à la correction des déficiences auditives. Pour le déterminer, il eût fallu faire une étude longue, sur un grand nombre de sujets présentant des surdités d'un type varié et plus ou moins prononcées, étude qui aurait eu pour objet de déterminer la ou les courbes de réponse les plus propres à assurer aux divers types de sourds la meilleure intelligibilité possible de la parole, but essentiel à atteindre. En Angleterre, en 1944, le Comité de la Recherche Médicale (Medical Research Council) décida d'étudier cette question avec un Comité d'Electro-Acoustique. Plus de 200 sujets furent ainsi examinés et subirent, avec un équipement expérimental réalisé par le Post Office britannique, ainsi qu'avec divers types d'appareils existant alors sur le marché, de nombreux essais d'intelligibilité de mots. L'étude aboutit en définitive, en 1947, à la détermination d'une courbe de réponse type, désirable dans la majorité des cas de surdité [1] ; cette courbe est donnée dans la figure n° 2.

Le but du présent travail est, d'une part, de présenter un projet de normalisation de la méthode de mesure acoustique des appareils de prothèse auditive afin que les essais effectués par divers laboratoires puissent être facilement comparés, de préciser les essais à exécuter et, enfin, de proposer un projet de normes acoustiques pour les appareils à conduction aérienne, projet basé sur notre expérience person-

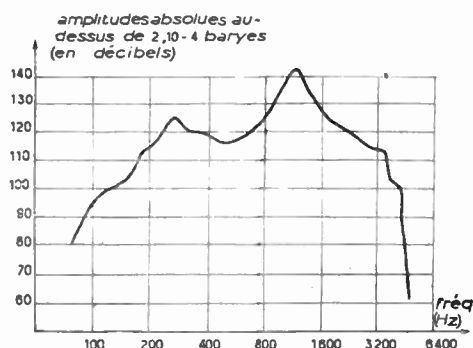


FIG. 1. — Courbe de réponse d'un appareil de prothèse auditive à microphone à charbon (modèle 1939).

une pointe de résonance très accentuée et une bande passante très étroite comme le montre la figure 1.

Il fallut attendre 1945 pour voir apparaître les premiers appareils bénéficiant de l'étude poussée des organes du type « miniature » durant le dernier con-

nelle, ainsi que sur les documents américains et britanniques.

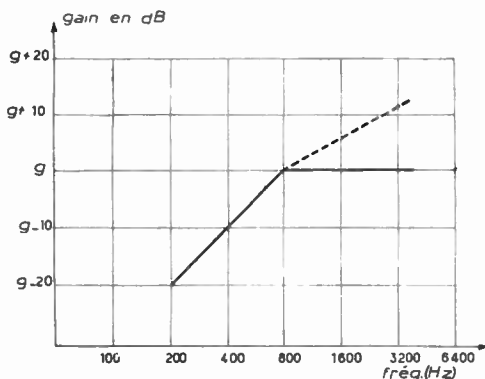


FIG. 2. — Courbes de réponse types de l'appareil de prothèse auditive agréé par le Comité Britannique d'aide aux sourds (G est le gain maximum de l'appareil mesuré à 800 p/s). Les tolérances sont de l'ordre de ± 5 dB autour de ces deux courbes types.

II. — LES PROBLÈMES TECHNIQUES POSÉS PAR LES ÉTALONNAGES.

De nombreux problèmes techniques, délicats à résoudre, sont posés par les étalonnages et les mesures à effectuer sur ce type de matériel. Nous distinguerons successivement les problèmes relatifs à l'étalonnage des écouteurs et ceux qui sont relatifs à l'appareil complet.

1° L'étalonnage des écouteurs.

Il faut essentiellement distinguer les écouteurs à conduction aérienne des écouteurs à conduction osseuse. Si l'étalonnage des premiers n'offre pas, en principe, de difficultés majeures, il n'en est pas de même pour les seconds. Il se trouve, d'autre part, qu'une assez faible proportion des sourds appareillables (20 % environ) est justiciable d'écouteurs à conduction osseuse. Nous indiquerons donc, ci-après) l'état actuel de la technique en ce qui concerne l'étalonnage de tels appareils, mais nous les laisserons volontairement de côté, au moins provisoirement, dans les projets de normalisation des chapitres II et III, comme l'ont d'ailleurs fait les anglo-saxons dans leurs principaux documents [1] [2].

a) Écouteurs à conduction osseuse.

Le problème de l'étalonnage des laryngophones s'était déjà posé il y a une quinzaine d'années, problème analogue à l'étalonnage des vibreurs pour l'écoute par voie osseuse. Il fallut attendre 1939 pour que le premier appareil objectif de mesure fût réalisé aux États-Unis par Hawley [3]. L'étude fut d'ailleurs reprise quelques années plus tard et un appareillage de laboratoire plus précis, plus sensible et plus pratique, appelé mastoïde artificielle, fut mis au point par Greibach [4] ; la figure 3 en donne une photographie. La méthode fut encore améliorée récemment [5].

Cependant, en 1944, une autre méthode fut utilisée par l'un de nous pour l'étalonnage de tels écouteurs : ces derniers étaient posés sur la surface exté-

rieure d'un microphone à quartz, étalonné au préalable en valeurs absolues. Le contact entre le récepteur et le microphone se faisait soit directement, soit par l'intermédiaire de cire ou de vaseline : les courbes ainsi obtenues, quel que soit le mode de contact, étaient comparables à 1 dB près jusqu'à 4 000 hertz, l'écart pouvant atteindre 6 dB au-dessus. D'autre part, quelques mesures furent exécutées en exerçant sur le récepteur diverses pressions (100



FIG. 3. — La mastoïde artificielle réalisée par Greibach avec un écouteur en position d'étalonnage.

300 - 500 et 2 000 grammes) ; jusqu'à 500 grammes, on ne notait aucun écart appréciable, tandis qu'avec la pression de 2 kg, une légère augmentation d'efficacité du récepteur se produisait pour les fréquences élevées (supérieures à 5 500 p/s). La figure 4 montre quelques courbes relevées par cette méthode en 1946.

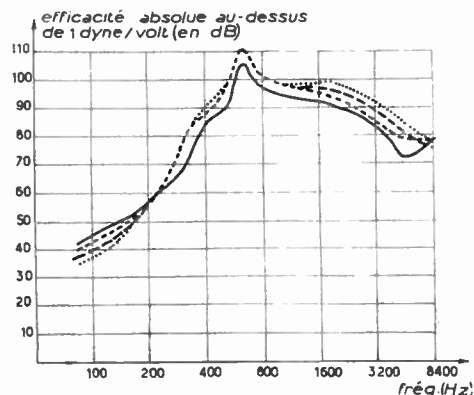


FIG. 4. — Courbes de réponse d'un écouteur à conduction osseuse en fonction de la masse posée sur sa surface extérieure.

— masse : 2 000 grammes
 — " : 500 "
 - - - " : 300 "
 " : 100 "

On contrôlait naturellement également si le récepteur posé sur le microphone à quartz n'influa pas sur la courbe de réponse et l'efficacité de ce dernier :

on ne put ainsi mettre en évidence aucun écart systématique.

b) Écouteurs à conduction aérienne.

Le problème de l'étalonnage des écouteurs s'est posé très tôt en téléphonie ; le premier appareil objectif fut réalisé dès 1930 par West [6] et prit le nom « d'oreille artificielle », ou coupleur. Un modèle plus perfectionné fut construit en 1932 par les laboratoires Bell, aux États-Unis [7], qui présentait toutes les constances d'une oreille humaine moyenne. Ces divers modèles, d'ailleurs, étant donnés leurs dimensions, ne pouvaient servir qu'à l'étude de récepteurs du type téléphoniques. Ce n'est qu'après la réalisation des écouteurs du type « miniature » que le problème de l'étalonnage se reposa sous une nouvelle forme. Romanow [8] aux États-Unis, en

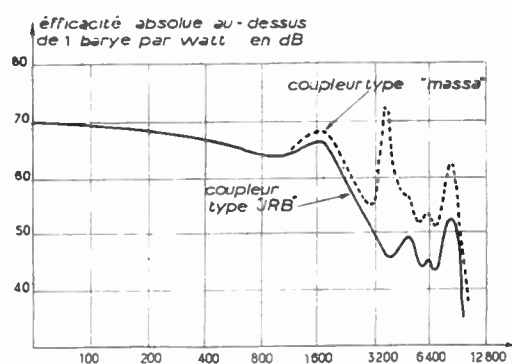


Fig. 5. — Courbes de réponse d'un écouteur à conduction aérienne relevées sur des coupleurs de 6 m³ (d'après Glaser et Morrical).

1942, proposa une oreille artificielle spéciale pour de telles études, tandis qu'en Grande Bretagne, en 1945, le National Physical Laboratory [9] réalisa un modèle différent.

D'autres coupleurs furent réalisés aux États-Unis entre autre par Massa, et leur comparaison mit en

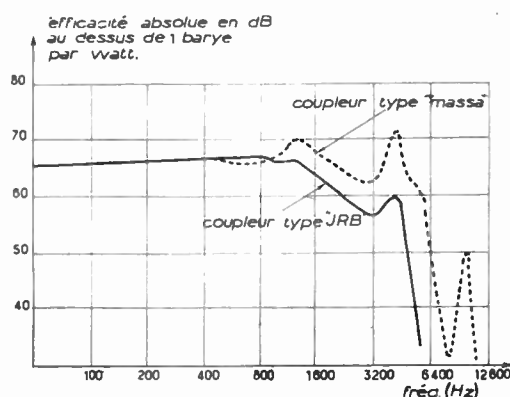


Fig. 6. — Courbes de réponse d'un écouteur miniature pour appareil de prothèse, relevées sur des coupleurs de 2 cm³ (d'après Glaser et Morrical).

évidence des écarts assez importants dans la courbe de réponse des écouteurs essayés, au-dessus de 1 000 hertz. Les figures 5 et 6 montrent les courbes obtenues par Glaser et Morrical [10] [11] pour un même écouteur Western HA2 et les coupleurs type M 112-

6 et JRB 6 (fig. 5) et pour l'écouteur Western 724 C avec les coupleurs type M 112-2 et JRB2 (fig. 6). Les premiers coupleurs avaient un volume de 6 cm³, les seconds un volume de 2 cm³. Il ressort de ces deux figures que la concordance est très acceptable pour les coupleurs de plus faible volume ; il faut cependant ajouter que les microphones utilisés dans chacun de ces coupleurs étaient comparables et de très bonne qualité.

En définitive, l'Association Américaine de Normalisation normalisa très récemment trois types de coupleurs, ayant des volumes de 6 et 2 cm³, et de dimensions variées selon la forme de l'écouteur à étalonner [12]. Le type normalisé pour les écouteurs miniature n'est autre, d'ailleurs, que celui décrit par Romanow [8] ayant un volume de 2 cm³ : les tolérances sur les dimensions et la fixation de l'écouteur sont simplement précisées ; la figure 7 donne un schéma de principe.

Le Comité britannique [1], cependant, normalisa une oreille artificielle de forme totalement différen-

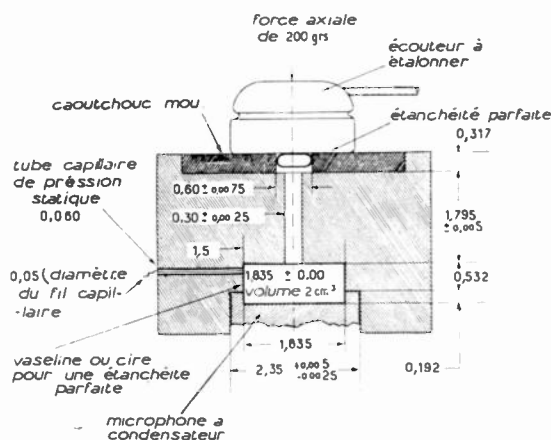


Fig. 7. — Schéma de principe du coupleur normalisé aux États-Unis depuis 1950 (les dimensions sont données en centimètres).

te (voir figure 8) ayant un volume de 3 cm³ pour les écouteurs grand modèle (type récepteur téléphonique), pouvant se ramener à 1,5 cm³ pour les écouteurs

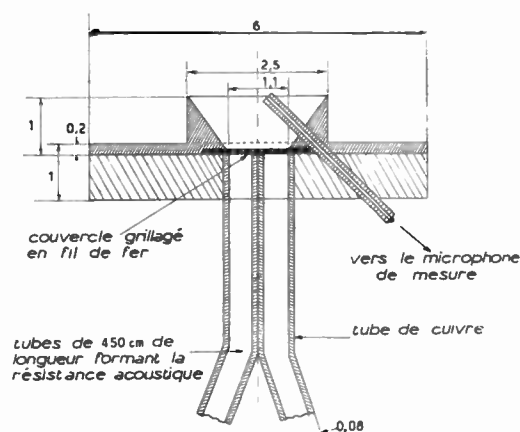


Fig. 8. — Schéma de principe du coupleur normalisé en 1947 par le Comité britannique (les dimensions sont données en cm).

miniature ; la résistance acoustique est de 100 à 150 ohms dans le premier cas et de 200 à 300 ohms dans le second.

Des études similaires furent poursuivies par I. Barducci en Italie, qui aboutirent à un autre modèle d'oreille artificielle [13] ; elle a un volume de $4,5 \text{ cm}^3$ et présente une légère fuite. Elle a été également réalisée en vue de l'étalonnage d'écouteurs téléphoniques.

De son côté et depuis sa création, le laboratoire international du S.F.E.R.T. (Système Fondamental Européen de Référence pour la Transmission Téléphonique), utilise une chambre de couplage ayant un volume de $17,7 \text{ cm}^3$ et opère dans une atmosphère d'hydrogène, pour l'étalonnage de ses récepteurs étalons. Cette méthode avait été définie dès 1925 par l'Américain Telephon and Telegraph Company. En France, il ne semble pas, à notre connaissance, que de nombreux travaux aient été exécutés sur ce sujet. Diverses chambres de couplage ayant des volumes compris entre 1 et 18 cm^3 furent réalisées, il y a quelques années, au Département Acoustique du CNET, adaptables sur les microphones étalons que possédait le laboratoire. Depuis quatre ans environ, des études

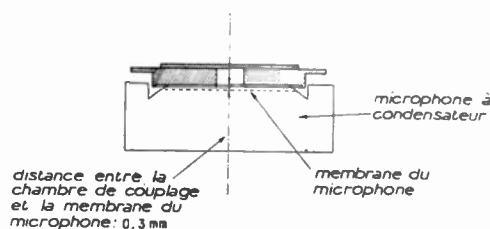


FIG. 9. — Schéma de principe du coupleur utilisé par le Département Acoustique du C.N.E.T. pour les étalonnages d'écouteurs miniatures.

plus précises et plus détaillées y furent exécutées, afin de mettre en évidence l'influence du volume, de la forme et de la constitution des coupleurs sur la courbe de réponse des écouteurs, études qui pré-ludaient à la réalisation d'une véritable oreille arti-

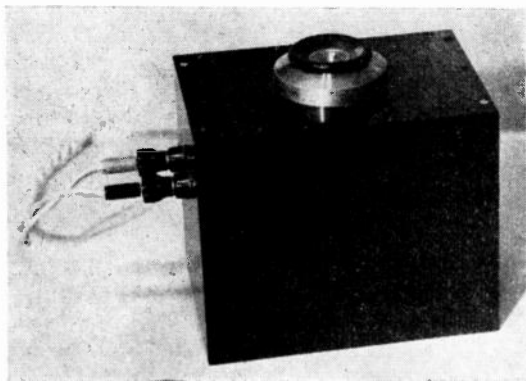


FIG. 10. — Prototype de l'oreille artificielle étudiée au Département Acoustique du C.N.E.T.

ficielle [14] ; les résultats détaillés en seront d'ailleurs publiés ultérieurement. Les principales difficultés rencontrées résidaient dans le fait que les microphones à condensateur utilisés avaient des membranes dont le diamètre était compris entre 40 et 50 mm : il semble nécessaire d'utiliser, à cet effet, des microphones d'un diamètre inférieur à 20

mm, afin d'éviter, autant que possible, les fréquences de résonance longitudinales des coupleurs.

Devant les diverses solutions proposées, compte tenu du matériel que nous possédions et dans l'attente de l'adoption d'une oreille artificielle définitive, nous avons utilisé, pour l'étalonnage des écouteurs du type écouteur téléphonique un coupleur de $17,7 \text{ cm}^3$ (coupleur du S.F.E.R.T.), sans fuites acoustiques et avec atmosphère d'hydrogène, tandis que l'on adoptait pour les écouteurs miniature un coupleur sans fuite de 1 cm^3 ayant la forme mentionnée sur la figure 9. Ce coupleur nous a d'ailleurs donné toute satisfaction et les résultats comparatifs obtenus sur des écouteurs étalonnés avec le coupleur américain normalisé sont très satisfaisants.

Malheureusement, tous ces coupleurs présentent des impédances acoustiques différentes de celle de l'oreille réelle ; d'autre part, ces différences elles-mêmes ne sont pas constantes et varient avec la fréquence ; enfin, la pression acoustique n'est pas la même sur le tympan et dans le canal auditif, du fait de certains phénomènes de diffraction et de résonances. Certains auteurs ont proposé, afin d'obtenir des résultats d'étalonnages d'écouteurs plus précis, de tenir compte de ces divers facteurs : [15] [16]. En fait, les corrections ne prennent une certaine importance que pour les fréquences inférieures à 250 hertz et supérieures à 2 500 hertz. Il faudrait naturellement en tenir compte pour être rigoureux, mais les résultats obtenus par divers auteurs (FLETCHER et MUNSON, SIVIAN et WHITE, LEBEL, ROMANOW) ayant des écarts atteignant l'ordre de grandeur des corrections à apporter, il semble encore difficile, actuellement, d'en tirer une très nette conclusion.

L'oreille artificielle qui a été étudiée au Département Acoustique du CNET et dont le prototype est représenté par la figure 10, ne présentera pas le premier de ces inconvénients, car elle aura, quelle que soit la fréquence, l'impédance acoustique de l'oreille humaine moyenne. Il serait malgré tout souhaitable, dans l'avenir, de normaliser un modèle afin d'obtenir des résultats comparatifs, quel que soit le laboratoire exécutant la mesure.

En ce qui concerne la deuxième difficulté, à savoir la position de l'écouteur par rapport au tympan, on peut, si on veut être très précis, se rapporter à la courbe relevée par F. M. WIENER [17], encore faut-il considérer que l'écouteur est adapté individuellement à chaque oreille par un embout spécialement moulé introduisant naturellement des résonances et des diffractions variables avec l'individu [18].

Ces quelques précisions montrent nettement les énormes difficultés du problème posé et nous pensons que l'on peut, sans inconvénient grave, négliger l'influence de l'embout moulé et celle de la propagation de l'onde sonore dans le conduit auditif, pour les étalonnages absolus de ces appareils.

2° L'étalonnage de l'appareil complet.

L'étalonnage global d'un tel appareil n'offre, a priori, aucune difficulté pratique, si on considère résolu le problème du couplage de l'écouteur, qui a été exposé dans le paragraphe précédent. Cepen-

dant, pour opérer dans des conditions acoustiquement définies, il faut exécuter l'étalonnage et les diverses mesures qui seront précisées dans le chapitre suivant dans une chambre sourde, afin d'éviter les réflexions sur les parois et la formation d'ondes stationnaires qui fausseraient les mesures. CORLISS et COOK [19] ont d'ailleurs proposé une méthode dite de cavité pour éviter l'utilisation d'une telle chambre sourde (figure 11) ; quoique semblant satisfaisante pour les mesures de gain acoustique en fonction de la fréquence, cette méthode introduit ou amplifie cependant certaines résonances et ne se prêterait sans doute pas aux mesures de distorsion non linéaire.

D'autre part, en pratique, l'appareil de prothèse est fixé sur le corps du sujet qui l'utilise et, naturel-

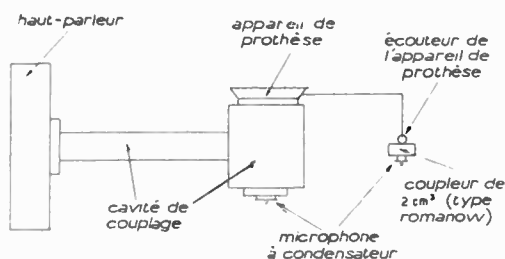


FIG. 11. — Schéma de principe du montage utilisé par Corliss et Cook pour éviter l'utilisation d'une chambre sourde.

lement, il y a production d'un effet d'écran (ou effet de diffraction) par le corps humain, ce qui modifie dans des proportions non négligeables la courbe de réponse de l'appareil rapportée au champ acoustique libre, principalement aux fréquences basses (inférieures à 500 hertz) et élevées (supérieures à 1 500 hertz). Cet effet a été étudié par divers auteurs [20] et [21] dont les résultats concordent d'ailleurs rela-

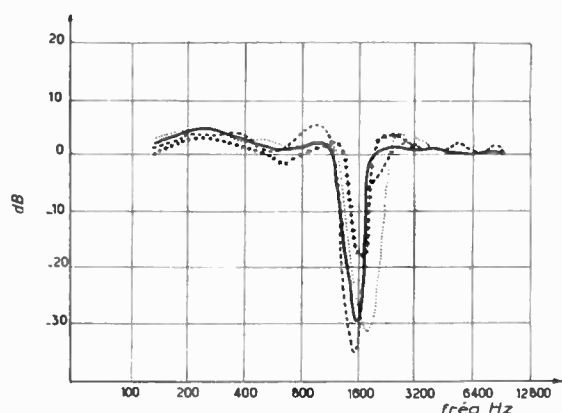


FIG. 12. — Effet de baffle du corps humain sur la courbe de réponse d'un appareil de prothèse, pour divers individus.
Réponse de l'appareil de prothèse fixé sur le corps humain
Réponse de l'appareil de prothèse en champ libre.

tivement bien. On observe généralement, entre 1 000 et 2 000 p/s, une antirésonance de 10 à 20 dB selon la grosseur et la grandeur de la personne portant l'appareil, ainsi que le montre la figure 12. Les résultats obtenus par les auteurs américains concordent d'une façon satisfaisante avec les calculs théoriques d'ef-

fets de diffraction produits par des formes géométriques simples. On peut admettre, avec eux, que le gain produit par l'effet de diffraction est de l'ordre de 5 dB pour les fréquences comprises entre 100 et 1 000 p/s environ, alors que pour les fréquences comprises entre 1 200 et 2 000 p/s l'affaiblissement produit est de l'ordre de 15 dB. Naturellement, ces nombres varient avec la position de l'appareil sur le corps humain, mais ils peuvent être considérés comme moyens. Pour être rigoureux, il serait donc nécessaire, étant donné leur importance, d'exécuter les étalonnages avec un baffle artificiel, comme le proposent d'ailleurs certains auteurs [22]. Afin de faciliter les étalonnages, nous ne tiendrons pas compte de cette particularité dans notre projet de normalisation des méthodes de mesures acoustiques des appareils de prothèse. Il a semblé, cependant, important de rappeler ici cette autre difficulté de ce genre de mesures, afin de n'omettre aucun détail, si l'on désire obtenir avec précision les étalonnages réels et pratiques des appareils d'aide aux sourds. En particulier, de très nombreux types d'appareils de construction américaine, étalonnés en champ acoustique libre, présentent généralement une pointe de résonance assez marquée entre 1 000 et 2 500 p/s ; cette résonance est peut-être recherchée par les constructeurs, afin de compenser l'affaiblissement moyen produit, pour ces fréquences, par l'effet d'obstacle du corps humain.

III. — PROJET DE NORMALISATION DES MÉTHODES DE MESURES ACOUSTIQUES DES APPAREILS DE PROTHÈSE AUDITIVE A CONDUCTION AÉRIENNE.

Dans les chapitres précédents, nous avons essayé de mettre en évidence les difficultés inhérentes aux étalonnages et aux mesures acoustiques à exécuter sur les appareils de prothèse auditive.

Avant d'essayer de préciser des clauses techniques relatives à ce genre d'appareil, il semble qu'il soit nécessaire de définir, d'une part, les conditions générales de mesures, d'autre part, le matériel à utiliser et, enfin, les divers essais à exécuter pour contrôler leur qualité acoustique. La recherche de la normalisation des mesures acoustiques relatives aux appareils de prothèse auditive a déjà été étudiée aux Etats-Unis par un comité technique national d'aide aux sourds : [23] et [24]. Les conclusions de ce comité ont d'ailleurs servi de guide pour la rédaction du projet de normalisation que nous allons présenter ci-après.

1° Objet de la normalisation.

1.1. — Le but de cette normalisation est de définir avec précision la méthode de mesure des appareils de prothèse auditive, de façon que les essais exécutés par les divers laboratoires soient rigoureusement comparables entre eux.

1.2. — La normalisation qui suit ne s'appliquera qu'aux mesures acoustiques à effectuer sur des appareils de prothèse à conduction aérienne.

1.3. — Toutes les mesures qui seront décrites ci-après seront exécutées sans tenir compte de l'effet

d'obstacle dû au corps du sujet portant l'appareil. Il ne sera également pas tenu compte, ni des pertes pouvant exister entre l'oreille et l'embout moulé s'y adaptant, ni de la différence des pressions acoustiques pouvant exister entre la base extérieure de l'oreille et l'intérieur du pavillon.

1.4. — Les mesures décrites ci-après seront exécutées sans munir l'écouteur d'aucun embout, la forme et le volume de celui-ci variant avec l'oreille du sujet utilisant l'appareil.

2° Conditions générales de mesures.

2.1. — Les mesures seront exécutées en champ acoustique libre. Les conditions d'existence d'un champ acoustique libre seront considérées comme étant remplies si le champ est pratiquement uniforme et sans ondes stationnaires appréciables au voisinage de l'endroit où est placé l'appareil de prothèse.

2.2. — Toutes les pressions acoustiques seront exprimées en décibels au-dessus de $2 \cdot 10^{-4}$ baryes.

2.3. — Dans l'enceinte où sera placé l'appareil de prothèse, les diverses composantes du bruit ambiant devront être inférieures à 30 dB.

2.4. — La température de l'enceinte où sera placé l'appareil de prothèse devra être mentionnée dans le rapport d'essai. Cette température devra être comprise, autant que possible, entre 15° et 20° C.

2.5. — Au cours des mesures énumérées ci-après, l'appareil de prothèse sera placé dans l'axe du haut-parleur d'émission et à une distance de 1 mètre $\pm$ 5 cm de celui-ci.

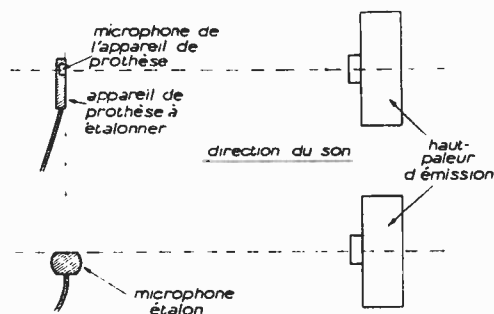


FIG. 13. — Disposition de principe de l'appareil de prothèse auditive pour son étalonnage.

2.6. — Dans toutes les mesures, le centre de la membrane du microphone de l'appareil de prothèse sera placé exactement au point où se place le centre de la membrane du microphone étalon servant à l'étalonnage préalable du haut-parleur (voir fig. 13).

3° Description du matériel de mesure à utiliser.

3.1. — La source sonore doit comporter un oscillateur, un amplificateur de puissance si besoin est et un haut-parleur.

3.2. — Il est recommandé d'utiliser un régulateur automatique de pression sonore, afin d'obtenir, quelle que soit la fréquence, une pression sonore aussi

constante que possible. La constance de cette pression devra être assurée à $\pm$ 2 décibels près.

3.3. — L'oscillateur devra être à fréquence continuellement variable, tout au moins dans la bande 200 - 6 000 hertz.

3.4. — La distorsion harmonique, mesurée à la sortie du haut-parleur, devra toujours être inférieure à 3 %, pour les niveaux sonores utilisés dans les mesures à exécuter.

3.5. — La mesure de la pression sonore absolue dans le champ acoustique libre sera exécutée à l'aide d'un microphone étalon linéaire à $\pm$ 2 dB près dans la bande 200 - 6 000 hertz.

3.6. — Le microphone étalon mentionné au paragraphe 3.5 devra avoir une forme géométrique aussi bien définie que possible, ainsi que des dimensions aussi petites que possible. Son efficacité absolue, rapportée au champ acoustique libre, devra être déterminée, quelle que soit la fréquence (entre 200 et 6 000 hertz), à 1 dB près. L'étalonnage de ce microphone devra être exécuté par un laboratoire spécialisé.

3.7. — Les appareils d'amplification et de mesure utilisés avec le microphone étalon pour la détermination de la pression sonore absolue dans le champ acoustique libre, ne devront avoir aucune distorsion notable (toujours inférieure à 0,5 %) et les étalonnages devront être exacts à 1 dB près.

3.8. — L'écouteur de l'appareil de prothèse sera couplé, sans son embout moulé, à une oreille artificielle dont les caractéristiques seront précisées, dans l'attente de l'adoption d'une oreille artificielle normalisée.

3.9. — La chambre de couplage formant oreille artificielle devra être métallique, rigide, suffisamment lourde et non magnétique.

3.10. — L'application de l'écouteur sur l'oreille artificielle sera aussi hermétique que possible. Il est recommandé, à cet effet, d'utiliser de la cire ou de la vaseline. Une masse de 200 grammes sera posée sur l'écouteur.

3.11. — Les tensions électriques fournies par l'oreille artificielle seront lues, soit directement, soit après amplification, sur un voltmètre, de préférence logarithmique et gradué en décibels. Il est recommandé d'utiliser également un enregistreur, afin d'obtenir une courbe continue et d'éviter les interpolations. Les appareils utilisés à cet effet devront être exacts à 1 dB près et n'introduire aucune distorsion appréciable (toujours inférieure à 0,5 %).

4° Mesures à exécuter.

4.1. — Les mesures à exécuter comprendront essentiellement un relevé de la courbe de réponse de l'ensemble de l'appareil, en fonction de la fréquence, pour deux niveaux à l'émission, et un essai de distorsion harmonique. Ces mesures seront faites pour des tensions normales des piles d'alimentation de l'appareil, tensions qui seront indiquées par le constructeur. Elles comprendront également une mesure de la variation du gain acoustique de l'appareil pour des diminutions des tensions des piles d'alimentation

depuis la valeur indiquée par le constructeur jusqu'à une valeur égale aux 3/4 de cette valeur.

4.2. — Les appareils utilisés pour ces diverses mesures et les conditions qu'ils doivent remplir ont été précisés dans les divers articles du paragraphe 3.

4.3. — Ce paragraphe définit la façon de relever la courbe de réponse de l'appareil en fonction de la fréquence.

4.31. — Les conditions de fixation de l'appareil et les conditions de mesures ont été définies dans les divers sous-paragraphe du paragraphe 2.

4.32. — Les relevés seront exécutés pour des pressions sonores de 50 et de 70 dB (avec la constance spécifiée au sous-paragraphe 3.2) sur la membrane du microphone de l'appareil à étudier.

4.33. — Le potentiomètre de gain de l'appareil sera réglé au maximum et, si l'appareil possède des réglages de tonalité, les courbes seront relevées pour les diverses positions de tonalité possibles.

4.34. — La bande des fréquences de mesure s'étendra, si possible, de 200 à 6 000 hertz et au moins jusqu'à 5 000 hertz. Si le relevé est fait en mesurant les tensions électriques, comme cela est indiqué au sous-paragraphe 3.11 pour diverses fréquences discrètes, il faudra utiliser au moins 4 fréquences par octave ; si le relevé est enregistré d'une façon continue, le temps de balayage de la bande 200-6 000 hertz devra être d'au moins une minute.

4.35. — Les résultats seront présentés sous la forme d'un graphique, ayant en abscisses les fréquences et en ordonnées les pressions absolues en décibels. Les échelles du graphique seront choisies de façon à bien mettre en évidence les irrégularités des courbes relevées.

4.4. — Ce paragraphe définit la façon de mesurer la distorsion harmonique de l'appareil.

4.41. — Les mesures de distorsion harmonique seront exécutées aux fréquences 500 et 1 200 hertz. Elles seront faites, soit à l'aide d'un analyseur de fréquences, soit à l'aide d'un distorsiomètre, placé à la sortie de l'oreille artificielle.

4.42. — Les conditions de fixation de l'appareil et les conditions de mesures ont été définies dans les divers sous-paragraphe du paragraphe 2.

4.43. — La distorsion harmonique (D) sera définie de la façon suivante :

$$D \% = \sqrt{\frac{E_2^2 + E_3^2 + E_4^2 + \dots}{E_1^2 + E_2^2 + \dots}} \times 100$$

où $E_1, E_2, E_3 \dots$ sont les amplitudes du son fondamental et de ses harmoniques.

4.44. — Au cours de ces mesures et pour les pressions sonores utilisées, la distorsion harmonique mesurée à la sortie du haut-parleur d'émission pour les fréquences 500 et 1 200 hertz devra toujours être inférieure à 3 %.

4.45. — Les mesures seront faites pour des pressions sonores de 50 et 70 dB sur la membrane du microphone de l'appareil à étudier, le potentiomètre

de gain de cet appareil étant au maximum. Si l'appareil possède plusieurs tonalités, les mesures sont faites pour la position donnant la courbe de réponse la plus linéaire.

4.46. — Les résultats seront présentés sous la forme de graphiques, ayant en abscisses les niveaux de sortie fournis par l'appareil et en ordonnées la distorsion harmonique mesurée en %. Les échelles des graphiques seront choisies de façon à rendre aisée la lecture des courbes.

4.5. — Ce paragraphe définit la façon de mesurer les variations de gain de l'appareil en fonction de la tension des piles d'alimentation.

4.51. — Les variations de gain acoustique seront mesurées pour la fréquence 1 000 hertz.

4.52. — Les conditions de fixation de l'appareil et les conditions de mesures ont été définies dans les divers sous-paragraphe du paragraphe 2.

4.53. — Les variations de gain seront mesurées pour une pression sonore de 50 dB sur la membrane du microphone de l'appareil à étudier.

4.54. — Le potentiomètre de gain de l'appareil sera réglé de façon que le niveau de sortie soit de 80 dB, les piles ayant des tensions de fonctionnement normales. Si l'appareil possède un réglage de tonalité, la mesure sera faite pour la position définie au sous-paragraphe 4.45.

4.55. — Deux séries de mesures seront exécutées, l'une relative à des variations de la tension de la pile de chauffage, l'autre relative à des variations de la tension de la pile de polarisation. Durant l'exécution de l'une de ces deux mesures, la tension de la seconde pile sera naturellement maintenue à sa valeur normale de fonctionnement. On fera donc varier successivement la tension des piles depuis les valeurs maxima indiquées par le constructeur jusqu'aux 3/4 de ces valeurs et, pour chacune des tensions d'essais utilisées, on notera le gain acoustique de l'appareil.

4.56. — On définira le gain acoustique de l'appareil comme étant la différence entre le niveau de sortie effectivement mesuré, exprimé en décibels, et la valeur conventionnelle de 50 dB, qui est la pression acoustique sous laquelle seront exécutés ces essais.

4.57. — Les résultats seront fournis sous forme de graphiques, ayant en abscisses les diverses tensions d'essais des piles et, en ordonnées, les variations du gain, en décibels, par rapport au gain correspondant à la plus forte tension essayée.

4.6. — Il serait intéressant et désirable de reprendre les mesures définies aux paragraphes 4.3 et 4.4 après avoir fait subir à l'ensemble de l'appareil des essais de résistance mécanique et de résistance à la chaleur humide.

4.61. — Ce sous-paragraphe définit l'essai de résistance mécanique qui comprendra deux parties, l'une mettant en évidence la solidité du boîtier, l'autre relative à la résistance aux chocs de l'appareil complet.

4.611. — L'essai de résistance mécanique du boî-

tier s'effectuera de la façon suivante : l'appareil complet, muni de ses piles, doit être solidement fixé sur un massif rigide, de manière qu'il ne puisse se déplacer durant l'expérimentation.

Spécification de l'essai : On fera tomber sur le boîtier, à 10 reprises successives et, autant que possible, en 10 endroits différents (5 sur une face et 5 sur l'autre), une pièce sphérique en bois pesant 150 grammes $\pm 10\%$. La hauteur de chute sera égale à 5 cm $\pm 0,5$ cm et la vitesse initiale sera nulle.

Tolérances admises : Après cet essai, on ne devra constater aucun bris ni aucune cassure du boîtier. Les éclats de peinture et les marques provoquées par la chute de la sphère de bois ne seront pas considérées comme cassures. D'autre part, après cet essai, l'appareil devra toujours satisfaire aux normes acoustiques précisées au chapitre IV.

4.612. — L'essai de résistance mécanique de l'appareil complet se fera comme il est précisé ci-après : l'appareil muni de ses piles et de son écouteur sera sous tension, c'est-à-dire en position de fonctionnement, le commutateur de tonalité étant placé sur l'une de ses positions, s'il en existe plusieurs, le réglage du potentiomètre de gain étant au maximum.

L'appareil sera solidement fixé sur le massif de bois (ou autre matière) qui est entraîné avec lui dans sa chute.

Spécification de l'essai : Le massif supportant l'appareil pèsera 2 kg $\pm 5\%$; il subira une chute libre de 15 mm ± 1 mm à la fréquence de 4 par minute. La durée totale de l'essai sera de 8 heures.

Tolérances admises : Après cet essai, l'appareil devra toujours satisfaire aux normes acoustiques précisées au chapitre IV.

4.62. — Ce sous-paragraphe est relatif à la définition de l'essai de résistance à la chaleur humide.

L'ensemble de l'appareil, muni de son écouteur, mais non muni de ses piles, sera soumis à cet essai.

Spécification de l'essai : L'appareil sera placé, pendant 8 heures consécutives, dans une enceinte à l'intérieur de laquelle régneront une température constante et égale à 30° $\pm 2^\circ$ C et une humidité comprise entre 80 et 90 %.

Tolérances admises : Après cet essai, l'appareil devra toujours satisfaire aux normes acoustiques précisées au chapitre IV.

IV. — TENTATIVE DE SPÉCIFICATION DE L'APPAREIL DE PROTHÈSE TYPE.

Ainsi que nous l'avons indiqué au début de ce travail, quelques études furent poursuivies à l'étranger pour rechercher quel pouvait être, du point de vue acoustique, le meilleur appareil de prothèse auditive à conduction aérienne dans la majorité des divers cas de surdité [1], [2] et [25]. Les résultats des deux principaux travaux [1] et [2], sans être absolument comparables, concordent cependant assez bien et permettent de proposer une spécification technique pour un appareil type. La tendance actuelle est de normaliser un appareil de base, dont on pourrait modifier facilement la courbe de réponse en fonc-

tion de la fréquence, à l'aide de filtres appropriés par exemple, afin de la faire correspondre aux diverses courbes types qu'on se propose de définir, suivant le genre de surdité du sujet appareillable. Ceci suppose, bien entendu, que l'on n'exige pas des filtres des sélectivités telles qu'il serait impossible de les placer à l'intérieur d'un boîtier de dimensions usuelles.

1° Recherche de la meilleure courbe de réponse pour la majorité des cas.

La figure 2 a montré la courbe type établie par les auteurs anglais [1]. Les auteurs américains, de leur côté [2], préconisent, soit une courbe pratiquement linéaire de 300 à 4 000 hertz, soit une courbe montant régulièrement de 5 dB par octave environ, entre ces mêmes fréquences. Ces conclusions se comprennent aisément car les pertes d'audition sont généralement plus élevées dans les fréquences élevées (supérieures à 1 000 hertz) que dans les fréquences graves. Il est en effet concevable qu'un sujet présentant la courbe d'audition (a) de la figure 14, devrait entendre d'autant mieux que son appareil de prothèse aurait une courbe de gain qui serait son inverse (du type a' par exemple). Or, la plupart des sourds présentent de telles courbes d'audition, ce qui explique la forme précisée précédemment. Cependant, certaines surdités étant caractérisées par des courbes ayant la forme des courbes (b) et (c) de la figure 14, il est évident que la même courbe de gain (a') ne pourrait leur donner entièrement satisfaction.

D'autre part, il nous semble que le fait de se baser sur la forme des audiogrammes pour déterminer la meilleure courbe de réponse des appareils de prothèse, n'est peut-être pas très rationnel. En effet, les audiogrammes habituels sont relevés pour le seuil p'audibilité, alors que les appareils sont naturelle-

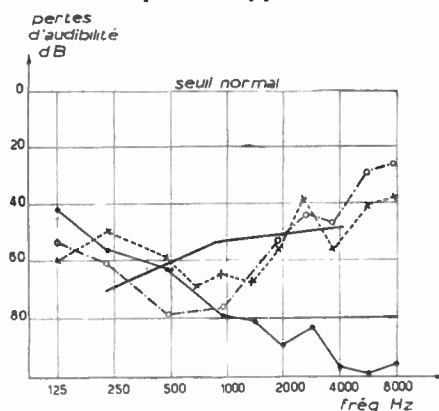


FIG. 14. — Quelques audiogrammes relatifs à divers types de surdité.

— courbe de gain du type « a' »
 — audiogramme du type « a »
 - - - « b »
 - - - « c »

ment utilisés pour des niveaux nettement supérieurs ; or, rien ne permet de supposer, au contraire, que les courbes de réponse de l'oreille en fonction de la fréquence, quel que soit le niveau d'émission, soient parallèles à la courbe relevée au seuil. Si donc, pour le seuil, la courbe (a'), relative à l'audiogramme (a) de la figure 11, peut être considérée comme étant la

meilleure, il semble difficile d'admettre, a priori, qu'elle sera encore la meilleure pour des niveaux de 50 à 70 dB supérieurs au seuil.

A cet égard, la méthode qui va être succinctement décrite ci-après, ne présente pas ces inconvénients.

Les recherches américaines, tendant à définir la meilleure courbe générale, furent exécutées avec un dispositif à courbe de réponse variable à volonté, ayant approximativement les diverses caractéristiques suivantes :

- soit linéaire de 100 à 7 000 hertz à ± 1 dB près.
- soit montant de 6 dB par octave de 100 à 7 000 Hz
- soit montant de 12 dB — id —
- soit descendant de 6 dB — id —
- soit descendant de 12 dB — id —

Le gain de l'appareillage était réglable jusqu'à 70 dB, les niveaux de sortie pouvant être réglés à 115, 125 ou 135 dB au-dessus de $2 \cdot 10^{-4}$ baryes sans distorsion appréciable (inférieure à 5 %). L'appareil possédait un contrôle automatique de volume, tel que les niveaux maximum admis sur l'oreille (115, 125 ou 135 dB selon le cas), n'augmentaient que de 3 dB environ si le niveau à l'entrée augmentait de 30 dB, la distorsion restant toujours inférieure à 8 %.

Tous les sujets examinés présentaient des surdités de type variable, à des degrés divers, et le test de qualité consistait principalement en des essais d'intelligibilité pour des listes de mots (listes P.B. : phonetically balanced), qui étaient lues à des niveaux variables, croissant de 10 en 10 dB, depuis le niveau 30 dB jusqu'au niveau de 100 dB environ, au-dessus de $2 \cdot 10^{-4}$ baryes. Chaque sujet écoutait 50 listes de 20 mots monosyllabiques chacune, dans diverses conditions de bruit ambiant. Les essais avaient lieu dans une chambre sourde et muette. A chaque série d'essais, étaient notés :

- le maximum de netteté et le niveau auquel il était obtenu.
- le niveau auquel la netteté atteignait 50 %.
- la qualité de la transmission indiquée par le sujet.

Chaque mot était inséré dans une courte phrase conventionnelle, pour permettre au lecteur de maintenir sa voix à un niveau aussi constant que possible durant l'essai et de rapprocher les conditions de cet essai de celles de la conversation courante.

Les conclusions générales de ces essais méthodiques furent que l'appareil donnant les meilleurs résultats, dans la plupart des cas de surdité, devait présenter, en principe, les caractéristiques suivantes :

- linéarité aussi bonne que possible de 300 à 4 000 hertz, dans la majorité des cas, et courbe montante de 5 à 7 dB par octave dans quelques cas.
- gain réglable entre 40 et 80 dB.
- contrôle automatique de volume à la sortie, ajusté au niveau maximum adopté à la surdité du sujet (entre 114 et 132 dB environ selon les cas).
- distorsion harmonique toujours inférieure à 10 %.

2° Projet de spécification acoustique de l'appareil de prothèse type.

Tenant compte des résultats énoncés dans le paragraphe précédent, de nos nombreuses mesures et des desiderata du Ministère de la Santé Publique, il semble possible de spécifier, du point de vue acoustique, un appareil type, duquel découleraient les divers modèles que proposera la commission de la surdité de ce Ministère. Les diverses spécifications que nous formulerons ci-après ne forment, naturellement, qu'un projet, qui pourrait, semble-t-il, servir de base à une discussion qui permettrait, en définitive, de normaliser officiellement un appareil type.

a) Courbe de réponse en fonction de la fréquence :

Si l'on veut définir avec précision les divers filtres qui seront imposés par la commission de la surdité du Ministère de la Santé Publique, il serait désirable que la courbe de réponse de l'appareil type soit aussi linéaire que possible. Cependant, étant donné les difficultés actuelles de réalisation de microphones et d'écouteurs miniatures linéaires dans la bande envisagée, il semble possible de pouvoir admettre une courbe montant de 5 dB par octave environ de 200 à 800 hertz, puis linéaire de 800 à 4 000 hertz (si possible jusqu'à 5 000 hertz). Des tolérances seront naturellement admises autour de cette courbe-type, qui sont précisées dans la figure 15 : elles seront de ± 5 dB autour de la courbe idéale admise ; le relevé sera fait pour un niveau constant à l'émission, égal à 50 dB par rapport à $2 \cdot 10^{-4}$ baryes quelle que soit la fréquence, dans les conditions indiquées au paragraphe 4.3 du chapitre III.

b) Gain acoustique de l'appareil :

Il doit être réglable, d'une façon continue, dans une gamme de 60 décibels environ ; une tolérance de ± 5 dB pourra être admise. Cette clause signifie que le potentiomètre de gain de l'appareil étant au minimum, le gain acoustique devra être inférieur à 10 dB ; lorsque le potentiomètre sera au maximum, le gain acoustique devra alors être compris entre 50 et 60 dB. Les conditions de mesures seront celles qu'indique le paragraphe 4.5 du chapitre III, relatif aux mesures de gain en fonction de la tension des piles d'alimentation.

c) Distorsion harmonique :

Elle devra toujours être inférieure à 10 % pour les fréquences comprises entre 200 et 3 000 hertz, pour une pression sonore à l'émission égale à 50 dB, le potentiomètre de gain de l'appareil étant au maximum. Les mesures seront faites comme cela a été indiqué au paragraphe 4.4 du chapitre III. Il serait naturellement désirable que la distorsion restât encore inférieure à 10 %, pour les pressions sonores à l'émission supérieures à 50 dB, mais le problème de la saturation de l'appareil se pose alors, de même que celui du contrôle automatique de volume de sortie. Ces deux problèmes sont connexes, car il est bien certain que s'il n'y a pas de compression automatique de volume (C.A.V.), la distorsion croîtra de façon considérable quand la pression sonore à

l'entrée augmentera (on atteint, ainsi, une distorsion harmonique supérieure à 50 % pour un niveau

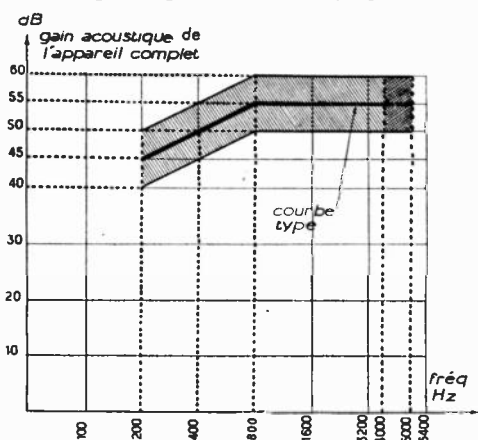


FIG. 15. — Courbe de réponse proposée pour l'appareil de prothèse auditive type avec les tolérances admises : la courbe devra être située dans la partie hachurée.

sonore d'entrée de 80 dB et un gain de l'ordre de 50 dB sur presque tous les appareils ne comportant pas de C.A.V.).

d) *L'appareil doit-il posséder un régulateur automatique de volume ?*

De ce qui précède, il ressort nettement que le régulateur semble indispensable, si on veut limiter la distorsion harmonique à un taux raisonnable, quand le niveau d'entrée croît. D'autre part, si la régulation est bien étudiée, l'intelligibilité du langage est très peu altérée par une augmentation subite du niveau d'entrée et, de plus, elle évite la surcharge de l'oreille du sujet, si un bruit fortuit très fort se produit dans son voisinage, bruit qui lui ferait facilement atteindre son seuil de sensation douloureuse si son appareil ne possédait pas de C.A.V. Les auteurs américains [2] et [25] arrivent d'ailleurs à cette même conclusion mais, tout en recommandant l'emploi du C.A.V. sur les appareils de prothèse, il nous semble difficile de le normaliser actuellement étant donné d'une part, la minutie et la difficulté du réglage et d'autre part, le coût du dispositif (10 % environ du prix de revient total de l'appareil).

De plus, il semble que l'on sera peut-être amené à limiter les niveaux de sortie, selon les surdités, à des valeurs diverses. Il faudrait donc que le C.A.V. soit différemment réglé selon le niveau admis, ce qui créerait pour le constructeur des difficultés supplémentaires. Ainsi, tout en admettant personnellement l'utilité d'un C.A.V. sur la majorité des appareils de prothèse, nous pensons qu'il est préférable, actuellement, de ne pas l'imposer.

e) *Limitation du niveau de sortie :*

Les techniciens américains ont proposé 4 niveaux de sortie différents selon le degré et le type de surdité du sujet [2]. Ces niveaux, exprimés en décibels au-dessus de $2 \cdot 10^{-4}$ baryes, sont les suivants :

— 110 à 117	126 à 129
— 118 à 123	129 à 135

mais 90 % au moins des sujets examinés par les expérimentateurs ont donné leur préférence au niveau limite de l'ordre de 126 dB. Tous les appareils que nous avons étudiés du point de vue acoustique donnaient généralement des niveaux de cet ordre, pour des fréquences comprises entre 1 000 et 3 000 Hz, le gain étant au maximum et le niveau d'émission étant de l'ordre de 65 dB.

On ne peut naturellement, sur un même modèle d'appareil, imposer quatre limitations de niveau distinctes ; il faudrait donc imposer autant de modèles que l'on envisagerait de niveaux. Cette question de la limitation du niveau dépasse, d'ailleurs, quelque peu notre compétence, car elle présente principalement, semble-t-il, un aspect médical. En tout état de cause, puisque le gain est réglable par potentiomètre et que l'on n'envisage pas la normalisation actuelle du C.A.V., on peut limiter supérieurement le niveau de sortie à 125 dB, quelle que soit la fréquence. Nous pensons qu'il est nécessaire d'imposer une limite supérieure du niveau, afin que le seuil de sensation douloureuse des sujets ne soit pas constamment atteint ; ce seuil varie naturellement selon les cas, mais il semble que le niveau de 125 dB soit une limitation acceptable, car les sourds ayant un seuil de douleur inférieur pourront diminuer le niveau à l'aide du potentiomètre de gain et que rares sont ceux dont le seuil de douleur n'est pas encore atteint à ce niveau.

Il serait naturellement souhaitable que, même pour ce niveau maximum de sortie, la distorsion non linéaire restât encore inférieure à 10 %, le gain étant au maximum et le niveau d'entrée correspondant à la limite de non-saturation de l'appareil. Les auteurs britanniques [1] recommandent, d'ailleurs, une proportionnalité constante entre les niveaux d'entrée et de sortie jusqu'à un niveau de sortie de 200 baryes (soit environ 120 dB).

f) *Bruit de fond propre de l'appareil et effet « Larsen » :*

Il serait également souhaitable que le bruit de fond d'agitation thermique produit par l'appareil soit aussi faible que possible ; il ne doit pas masquer les sons utiles captés par le microphone et reproduits, après amplification, par l'écouteur. Il semble assez difficile de chiffrer et de limiter ce bruit de fond, mais on peut, malgré tout, recommander le respect de la condition suivante : l'appareil étant placé selon les indications fixées au paragraphe 2 du chapitre III et son potentiomètre de gain étant au maximum, le niveau sonore produit par l'écouteur et mesuré suivant la technique indiquée dans le paragraphe 3 du même chapitre, devrait être inférieur à 70 dB au-dessus de $2 \cdot 10^{-4}$ baryes en l'absence de tout son dans la salle de mesure.

Cette condition ne semble pas exceptionnellement difficile à remplir, de nombreux appareils essayés par nos soins y satisfaisant d'une manière très acceptable.

D'autre part, dans ces appareils où le gain acoustique atteint déjà une valeur élevée (supérieure à 50 dB), il y a toujours production d'une oscillation acoustique entretenue (effet Larsen) entre l'écouteur

et le microphone. Cette oscillation produit un sifflement bien connu dont la puissance décroît quand on éloigne l'écouteur du microphone ; il disparaît à une distance de l'ordre de 60 cm ; d'un autre côté, sa puissance faiblit également considérablement quand l'écouteur, muni de son embout, est placé sur l'oreille. Il est même nécessaire que dans ces conditions, il disparaisse totalement. Il semble donc indispensable de spécifier que, l'appareil étant en position normale d'utilisation et le gain étant réglé au maximum, aucun amorçage acoustique ne doit prendre naissance.

V. — CONCLUSIONS.

Nous avons voulu, dans ce travail, mettre en évidence la difficulté de l'étalonnage des écouteurs, de quelque nature qu'ils soient. Nous avons recherché, quoiqu'une normalisation de ce genre de mesure soit évidemment souhaitable, à préciser des méthodes que nous croyons être ni parfaites, ni à l'abri des critiques, mais qui du moins, offrent l'avantage de guider les techniciens et constructeurs dans leurs recherches et leurs mesures et de créer une base de départ pour les discussions futures.

Les méthodes que nous proposons sont celles généralement utilisées dans les laboratoires d'acoustique pour les mesures qui y sont habituellement faites et qui demandent naturellement, dans leur exécution, un certain nombre de précautions et un matériel spécial, précis et de bonne qualité.

Nous espérons également avoir défini un appareil de prothèse type avec suffisamment de précision, mais, cependant, avec des tolérances suffisamment larges pour ne pas gêner l'effort des constructeurs. Nous aurions été personnellement plutôt partisan de l'adoption d'un certain nombre de modèles correspondant chacun à un groupe de surdité, les divers groupes ayant été au préalable définis, par une commission formée de médecins spécialistes d'oto-rhino-laryngologie ; des spécifications techniques pour la réalisation des divers appareillages de prothèse utilisables auraient, peut-être alors, pu être précisées avec netteté. Le ministère de la Santé Publique a préféré une solution qui, a priori, semble plus rationnelle, mais qui, techniquement, présentera vraisemblablement des difficultés de réalisation qui paraissent, à notre avis, plus importantes. S'il est, en effet, plus aisé de réaliser un seul type d'appareil répondant aux caractéristiques proposées dans le chapitre IV, il semble, par contre, qu'il sera plus difficile de réaliser des filtres amovibles et interchangeables qui permettront de modifier, à volonté, les caractéristiques acoustiques de l'appareil type. La sélectivité de ces filtres et leur nombre seront naturellement définis par la commission de la surdité, mais si leurs caractéristiques de sélectivité sont trop sévères, ils seront certainement très difficilement réalisables, eu égard au faible volume qu'ils devront nécessairement avoir. D'un autre côté, il paraît encore difficile, dans l'état actuel des connaissances physico-médicales, de définir objectivement avec la précision nécessaire, les limites entre les divers groupes de surdité, du point de vue appareillage de prothèse. Des recherches plus nombreuses tendant vers

ce but seraient encore à entreprendre qui devraient grouper dans une même équipe des médecins et des électro-acousticiens. Si le présent travail n'a pas entièrement atteint le but initial qui lui avait été assigné, nous espérons, du moins, qu'il aura contribué à exposer les données du problème d'une manière concrète et par là même, incité les spécialistes de ces questions à de nouvelles études rationnellement orientées.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] ***. — Les appareils d'aide à l'audition et les audiomètres (Hearing aids and audiometers). Medical Research Council : report N° 261. *His Majesty's Stationery Office* (1947).
- [2] DAVIS (H.), STEVENS (S.S.), NICHOLS (R.H.), HUDGINS (C.V.), MARQUIS (R.J.), PETERSON (G.E.), ROSS (D.A.). — Aides à l'audition et étude expérimentale des réalisations pratiques (Hearings aids and experimental study of design objectives). *Harvard University Press Cambridge U.S.A.* (1947), 194 p.
- [3] HAWLEY (M.S.). — Mastoïde artificielle pour les essais des appareils pour sourds (An artificial mastoid for audiophone measurements), *Bell. Lab. Rec. U.S.A.* (Nov. 1939), N° 18, pp. 73-75.
- [4] GREIBACH (E.H.). — Méthode de laboratoire pour l'essai pratique des écouteurs à conduction osseuse et des laryngophones. (Laboratory method for objective testing of bone receivers and throat microphones). *Electr. Enging. U.S.A.* (Avr. 1946), V. 65, N° 4, pp. 184-186.
- [5] CARLISLE (R.W.), PEARSON (H.A.). — Nouveau type de mastoïde artificielle (A strain gauge type artificial mastoid). *J. Acoust. Soc. Am.* (mai 1951), N° 3, Vol. 22, p. 500.
- [6] WEST (W.). — Une oreille artificielle (An artificial ear). *Post. Off. Electr. Engrs. J.* (Janv. 1930), V. 22, pp. 260-263.
- [7] INGLIS (A.H.) GRAY (C.H.C.), JENKINS (R.T.). — Voix et oreille pour mesures téléphonométriques (A voice and ear for telephone measurements). *Bell. Syst. Techn. J. U.S.A.* (1932), N° 11, p. 293.
- [8] ROMANOW (F.F.). — Méthode de mesure des performances des appareils pour sourds. (Methods for measuring the performance of hearing aids). *J. Acoust. Soc. Amer.* (Janv. 1942), N° 13, pp. 294-304.
- [9] DADSON (R.S.). — Document non publié du National Physical Laboratory (1945)
- [10] GLASER (J.L.), MORRICAL (K. C.). — Comparaison de systèmes de couplage d'oreille artificielle (Comparison of artificial ear couplers). *J. Acoust. Soc. Amer.* (Nov. 1948), V. 20, N° 6, pp. 771-776.
- [11] MORRICAL (K.C.), GLASER (J.L.), BENSON (R.W.). — Interactions entre les microphones, les coupleurs, et les écouteurs. (Interactions between microphone couplers and earphones). *J. Acoust. Soc. Amer.* (Mai 1949) V. 21, N° 2, p. 190-195.
- [12] BERANEK (L.), ROMANOW (F.F.), MORRICAL (K.C.), ANDERSON (L.J.), BAUER (B.B.), COOK (R.D.), WATHEN DUNN (W.). — Norme américaine 2-24-9-1949 sur l'étalonnage des écouteurs au moyen de « coupleurs ». (American standard method for the coupler calibration of earphones 2-24-9-1949 Abridged). *J. Acoust. Soc. Amer.* (Sept. 1950), V. 22, N° 5, pp. 602-608.
- [13] BARDUCCI (I.). — Recherches expérimentales sur l'oreille artificielle (Ricerche sperimentali sull' orecchio artificiale). *Alte Frequenza Ital.* (Juil. Août 1947), V. 16, N° 3-4, pp. 129-146.
- [14] CHAVASSE (P.). — L'oreille artificielle du Centre National d'Etudes des Télécommunications. *C.R. Acad. Sci.* (12 Avr. 1950), N° 230, p. 1 390.
- [15] LEBEL (C.H.). — Réponse de l'oreille en fonction du champ et de la pression dans la détermination des caractéristiques des appareils d'aide à l'audition (Pressure and field response of the ear in hearing performance determination). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1944), V. 16, N° 1, p. 63-67.
- [16] WIENER (F.M.), ROSS (D.A.). — Répartition de la pression dans le canal auditif pour un champ sonore progressif. (The pressure distribution in the auditory canal in a progressive sound field). *J. Acoust. Soc. Amer.* Oct. 1946), V. 18, N° 2, pp. 401-408.
- [17] WIENER (F.M.). — Diffraction d'une onde sonore progressive par la tête humaine (On the diffraction of a progressive

sound wave by the human head). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1947) V. 19, N° 1, pp. 143-146.

[18] MAYER (D.A.), SOHIER (D.S.). — Phénomène clinique dans le milieu conducteur : l'embout auriculaire individuel, (Clinical phenomena in conductive media : the individual ear-piece). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1945), V. 17, N° 1, p. 77.

[19] CORLISS (R.L.), COOK (G.S.). — Méthode utilisant la pression dans une cavité pour mesurer le gain des appareils de prothèse pour personnes dures d'oreilles (A cavity pressure method for measuring the gain of hearing aids). *J. Acoust. Soc. Amer.* (Mars 1948), V. 20, N° 2, pp. 131-136.

[20] HANSON (W.). — Effet de baffle produit par le corps humain sur la réponse d'un appareil d'aide à l'audition. (The baffle effect of the human body on the response of a hearing aid). *J. Acoust. Soc. Amer.* (Juil. 1944), V. 16, N° 1, pp. 60-67.

[21] NICHOLS (R.H.), MARQUIS (R.J.), WIKLUND (W.G.), (W.G.), FILLER (A.S.), HUDGINS (C.V.), PETERSON (G.E.). — Effet de baffle du corps humain dans le fonctionnement des appareils de prothèse portés par les personnes dures d'oreille. (The influence of body-baffle effects on the performance of hearing aids). *J. Acoust. Soc. Amer. U.S.A.* (Nov. 1947), V. 19, N° 6, pp. 943-951.

[22] CARLISLE (R.W.), MUNDEL (A.B.). — Mesures sur les systèmes d'aide à l'audition (Practical hearing aid measurements). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1944), V. 16, N° 1, pp. 45-51.

[23] COMITE AMERICAIN D'AIDE AUX SOURDS. — Essai de normalisation pour les mesures des caractéristiques des appareils de prothèse auditive. (Tentative code for measurements of performance of hearing aids). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1945), V. 17, pp. 144.

[24] MUNDEL (A.B.), CARLISLE (R.W.). — Extension du criterium déterminant les performances des appareils pour sourds. (Broadened criteria of hearing aid performance). *J. Acoust. Soc. Amer.* (Juil. 1947), V. 19, N° 4, pp. 659-644.

[25] HUDGINS (C.V.), MARQUIS (R.J.), NICHOLS (R.H.), PETERSON (G.E.), ROSS (D.A.). — Etude comparative d'appareils d'aide auditive pour personnes dures d'oreille (The comparative

hearing aid and two commercial instruments). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1949), V. 20, N° 3, pp. 241-258.

Se reporter également à la bibliographie suivante :

[a] SABINE (P.E.). — Amplification acoustique des appareils d'aide à l'audition (Acoustical amplification by hearing aids). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1944), V. 16, N° 1, pp. 38-44.

[b] GROSSMAN (F.M.), MOLLOY (C.T.). — Le filtrage des sons audibles et les appareils d'aide à l'audition (Acoustic sound filtration and hearing aids). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1944), V. 16, N° 1, pp. 52-59.

[c] BEKESY (G.). — La vibration de la tête dans un champ sonore et son rôle dans l'audition par conduction osseuse (Vibration of the head in a sound field and its role in hearing by bone conduction). *J. Acous. Soc. Amer.* (Nov. 1948), V. 20, N° 6, pp. 749-760.

[d] WATSON (N.A.), KNUDSEN (V.O.). — Amplification sélective dans les appareils d'aide à l'audition (Selective amplification in hearing aids). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1940), V. 11, pp. 377-378.

[e] WEBER (E.). — Contribution à la réalisation d'un système de transmission orthotéléphonique (Beitrag zum Aufbau des orthotelephonischen Uebertragungssystems) *Bull. Techn. P.T.T. Suisse* (Août 1946), V. 26, N° 4, pp. 145-149.

[f] LOWY (K.), GROSS (N.). — Essais de l'appareil mécanique d'aide à l'audition du Dr Pohlman (Experimenta on Dr Pohlman mechanical hearing aids). *J. Acoust. Soc. Amer.* (1944), V. 15, pp. 160-163.

[g] STROMMEN (E.). — Détermination statistique des préférences des utilisateurs d'appareils d'aide à l'audition. (Statistical trends among hearing aids users. A study of 10,000 case record). *J. Acous. Soc. Amer.* (1944), Vol. 15, pp. 211-222.

[h] BALLANTINE (S.). — Etalonnage des écouteurs avec une oreille artificielle. (Receiver testing with an "artificial" ear) *Electronics* (Juin 1940), N° 13, pp. 34-35 et 108-110.

[i] MULLER (F.). — Sur les essais des appareils de prothèse auditive (Über Typenprüfungen von Schwerhörengeräte) *Funk und Ton* (août 1951), Vol. 5, N° 8.

L'IONOPHONE

PAR

S. KLEIN

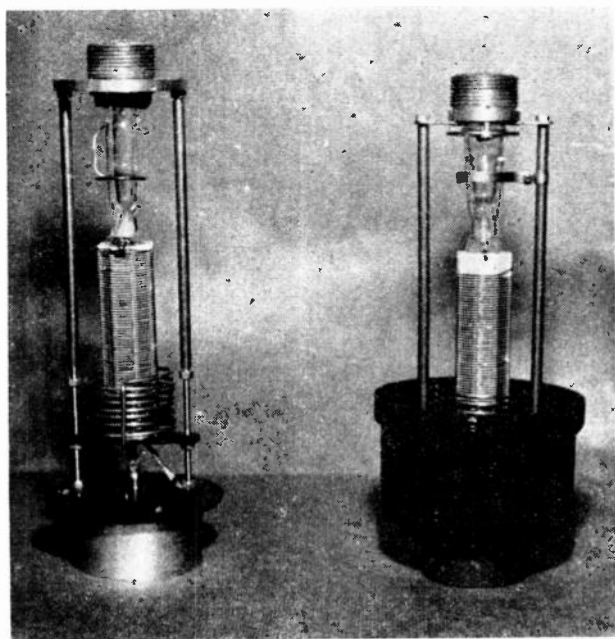
Ingénieur

La reproduction sonore fidèle de toutes sortes de bruits et de sons comme la musique ou la parole constitue depuis quelques années un problème ardu et malgré les grands efforts déployés par chercheurs et constructeurs elle reste encore bien imparfaite. L'instrument principal de cette reproduction, le haut-parleur est construit d'après un principe physique générateur de défauts. Les causes de cette déficience sont nombreuses.

Citons d'abord l'inertie des masses en mouvement auxquelles est dû l'entraînement des molécules d'air. La membrane qui a un certain poids et par conséquent de l'inertie ne suit pas exactement l'excitation qui lui est donnée. Si un signal passe dans la bobine mobile et s'arrête brusquement, la membrane

sont mal séparés et les signaux transitoires mal reproduits. Les Anglais caractérisent ceci par le terme « overhanging ».

Il nous semble à priori impossible de supprimer ce grave inconvénient autrement que par la suppression de la masse dont est constituée la membrane. Une nouvelle méthode mise au point en Angleterre met en évidence cette inertie de la membrane : un signal produit par un haut-parleur est brusquement interrompu et c'est seulement après un temps très court, de l'ordre de la microseconde que le microphone est branché. Cette expérience permet de détecter le son émis par la membrane après l'arrêt du signal excitateur : il y a encore excitation de l'air après coupure du courant. Les conséquences de cette inertie se font remarquer à l'audition par un timbre spécial, dû uniquement au haut-parleur et qui n'a aucun rapport avec les signaux à reproduire. Nous voyons que l'inertie de la membrane rend la reproduction fidèle des signaux de très courte durée impossible. Un autre phénomène, très gênant résulte de la résonance de la membrane pour certaines fréquences. Ici aussi le principe de base même s'oppose à une élimination de cet inconvénient. Si une membrane favorise certaines fréquences, c'est parce qu'elle a certaines dimensions. Si on change ses dimensions, on déplace les points de résonance, le défaut subsiste. La membrane se compose d'une matière dont la rigidité détermine les fréquences favorisées. En changeant cette matière, d'autres fréquences prédominent. Par le fait de son existence et vu les lois physiques auxquelles elle est soumise, la membrane élimine la possibilité d'une reproduction exacte des signaux électriques. Si l'on voulait résoudre ce problème il faudrait une membrane sans masse et d'une rigidité absolue. Ceci a peu de chance de pouvoir être réalisé ; aussi avons-nous repris il y a quelque temps déjà l'idée ancienne de produire des ondes acoustiques sans avoir recours à aucun organe mécanique vibrant.



qui avait une certaine vitesse au moment de la rupture du courant, continue son chemin pendant une fraction de temps sans pouvoir s'arrêter au moment précis de la rupture du courant. A chaque période et changement brusque de l'intensité du courant excitateur, la membrane prolonge l'agitation moléculaire. Il en résulte une sorte de superposition des impulsions. Les détails de la modulation acoustique

I. — LA THERMO-IONISATION

Un bref exposé des études faites antérieurement facilitera la compréhension de ce qui suit et montrera le développement des travaux effectués par l'auteur. Nous savons que des corps métalliques, des sels ou des oxydes portés à haute température émettent des charges électriques. Ceci se produit lorsque un corps

émetteur est entouré d'un gaz, ou se trouve dans un vide poussé. C'est l'émission électronique qui domine dans le vide, mais ce qui intéresse spécialement, c'est l'émission ionique et électronique à la pression atmosphérique. Si l'émission électronique se caractérise par une stabilité extrêmement satisfaisante, il n'en est pas de même pour l'émission ionique dont l'intensité diminue fortement en fonction du temps. Autre fait caractéristique, les courants ioniques obtenus sont toujours très faibles, de l'ordre du μ . Pour réaliser son haut-parleur thermo-ionique l'auteur était donc obligé de développer en premier lieu une source thermo-ionique capable d'émettre un courant rela-

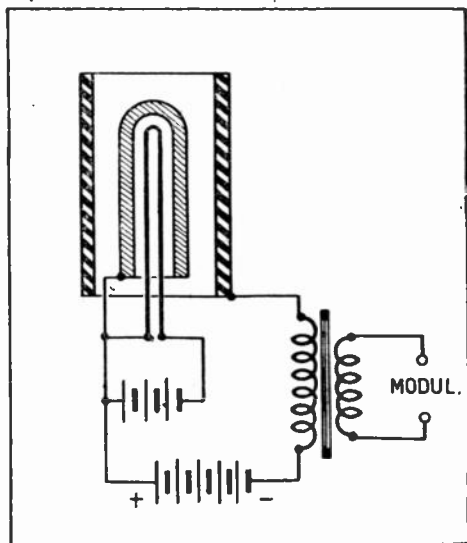


FIG. 1

tivement puissant à la pression atmosphérique. Cette source a été obtenue avec un tube de matière réfractaire, chauffé par l'intérieur à l'aide d'un filament, sur lequel on avait calciné un mélange de précipité de platine, phosphate d'aluminium, iridium et graphite (fig. 1). La surface de cette source était

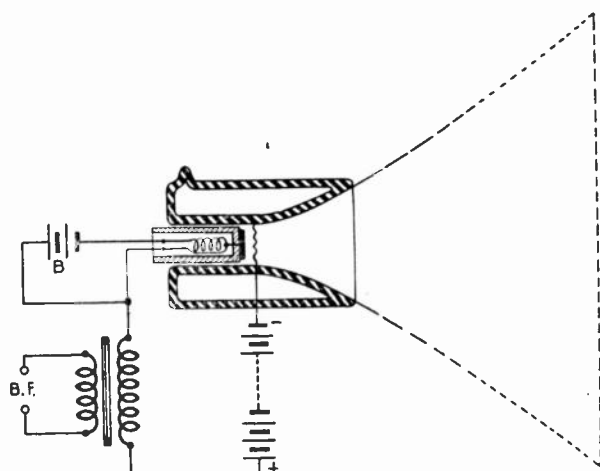


FIG. 2

rugueuse, ce qui permettait un brassage intense de celle-ci par le courant de convection de l'air, dans lequel cette dernière baignait, lorsqu'elle était portée

à haute température. La surface spongieuse de la source rendait possible une pénétration des différents gaz contenus dans l'air et se trouvait donc continuellement modifiée (par absorption et adsorption). Il en résultait une régénération continue du pouvoir émissif de la source.

Au début des travaux, la source thermo-ionique, était constituée par un émetteur d'ions positifs et était entourée d'une électrode cylindrique. Lorsque la cellule était sous tension, les ions positifs traversaient l'espace entre source et électrode et se heurtaient aux molécules d'air qu'ils rencontraient sur leur passage. En faisant varier la valeur de cette tension et en superposant au courant continu accélérateur, une tension alternative, la vitesse des ions et par suite le nombre de collisions entre ions et molécules d'air variait au rythme de la tension. Il en résultait une onde sonore. La qualité de la transformation du courant alternatif en onde acoustique était bonne, mais la puissance sonore obtenue était faible, trop faible pour envisager une application rationnelle. Une importante amélioration a été obtenue en adaptant la cellule à un pavillon exponentiel (fig. 2). Arrivé à ce point des travaux, l'auteur a dû trouver de quelle manière on pourrait augmenter l'intensité du courant ionique dans la cellule, seul obstacle important à franchir pour en faire un haut-parleur de haute qualité dépourvu de tout organe vibrant.

II. — SUPERPOSITION D'UN CHAMP H. F. HAUTE TENSION

Lorsque la source thermoionique est portée à un potentiel H. F. haute tension les électrons provenant de la source sont accélérés et produisent une forte ionisation par collision avec les molécules d'air on observe de fortes effluves « Corona ». Le chauff-



FIG. 3

fage de la source s'effectue alors par l'agitation moléculaire intense due au Corona et aux pertes diélectriques. Pour faire face aux nouvelles conditions de travail la cellule a été conçue telle qu'elle est représentée par la figure 3. Dès ce moment l'ionisation à l'intérieur de la cellule était si intense qu'on possédait un nombre suffisant de « projectiles » pour ébranler l'air de telle manière que la puissance acoustique obtenue soit suffisante.

III. — LE CORONA

Qu'il nous soit permis de rappeler comment apparaît l'effet Corona. Quoique dans la cellule de l'ionophone, les conditions physiques ne soient pas les mêmes que celles mentionnées dans les expériences dont il va être question le comportement de ces décharges est quand même semblable dans ses grandes lignes.

Lorsque une pointe métallique est portée à une tension continue ou alternative élevée on observe des effluves lumineux ; l'image de l'effluve et la composition du nuage ionique et électronique dont il est constitué est fonction de la polarité de la tension de charge de la pointe. Prenons le cas où la pointe est portée à un potentiel négatif de 14 000 V (fig. 4). La boule visible sur cette photo est due à la masse des ions positifs. Cette agglomération d'ions positifs a ordinairement une dimension d'environ 2 à 3 mm. Derrière cette agglomération, il y a un champ unipolaire d'ions négatifs. La plupart des ions positifs se forme par collision ; une quantité appréciable est due aussi aux effets photoélectriques. A cette tension de 14 000 V la plus grande concentration des ions positifs se trouve à une distance d'environ 0,4 à 1 mm. La forte agitation ionique et électronique donne naissance à d'autres ions et électrons limités seule-



FIG. 4
Corona négatif



FIG. 5
Corona positif

ment par la charge d'espace. La présence de la colonne d'ions positifs détermine une chute de potentiel très prononcée lorsqu'on s'éloigne de la pointe d'émission. La vitesse des électrons émis par la pointe ou formés par effet photoélectrique semble être relativement peu importante ; c'est pourquoi ces derniers se lient facilement aux molécules neutres pour former des ions négatifs.

Le corona positif, obtenu en portant la pointe à une tension de 10 000 V seulement (fig. 5), produit une source lumineuse plus large et plus longue parce que le champ unipolaire à une certaine distance de la pointe se compose d'ions positifs formés par collision et effet photoélectrique. Ces ions libèrent une énergie lumineuse au moment de leur ionisation, d'où une source de lumière plus importante. Les corona négatif et positif sont semblables en ce qui concerne l'existence d'un champ d'ions unipolaire. Le corona négatif est constitué par des ions négatifs, des atomes d'oxygène et des électrons lents qui s'y fixent. Le corona positif est constitué par des atomes des composants de l'air qui ont perdu leur charge négative. Il reste encore à mentionner que la tension d'amorçage du corona positif ou négatif ne semble pas être très différente. Toutefois pour s'amorcer le corona positif nécessite une tension de 500 à 1 000 V plus élevée. Ces indications sur le comportement du corona positif et négatif ont été relevées à une température de 20°, à la pression atmosphérique et pour une humidité de l'air de l'ordre de 40 à 50 %.

IV. — CONSTRUCTION DE L'IONOPHONE

L'ionophone se présente à l'heure actuelle sous forme d'une petite cellule en quartz. Cette cellule est couplée à un pavillon exponentiel. Elle comporte en son centre une petite sphère de platine pur qui peut être recouverte d'un mélange de phosphate d'aluminium et graphite. La partie centrale est entourée d'une seconde paroi. Entre ces deux parois règne un vide poussé. Un champ H. F. à haute tension est appliqué entre l'électrode centrale en platine et l'électrode cylindrique reliée à la terre. Le vide poussé entre les deux parois sert à empêcher la décharge directe de la tension H. F. sur l'électrode cylindrique qui l'entoure. Lorsque la cellule est chaude le quartz devient légèrement conducteur. La haute tension appliquée à la sphère de platine traverserait donc cette paroi et donnerait naissance à des effluves à l'extérieur de la cellule. Le champ H. F. est obtenu par un générateur dont le schéma est représenté par la fig. 6. Quelques secondes après l'application de ce champ H. F. la petite sphère en platine est portée au rouge par l'agitation moléculaire intense due au Corona et aux pertes diélectriques lesquelles échauffent également les parois en quartz en contact avec la sphère de platine. Après une trentaine de secondes environ un équilibre se produit entre les pertes de chaleur par convection et l'échauffement de la cellule due au champ H. F. A ce moment l'air qui entoure la petite sphère de platine se compose d'un mélange complexe d'électrons, d'ions positifs émis par la sphère de platine et d'ions positifs et négatifs créés par des électrons rapides se heurtant aux molécules d'air. Une intense agitation moléculaire a lieu au niveau de la petite sphère. Le tube central est en communication directe avec l'air libre ; l'air contenu dans ce tube se dilate ce qui diminue le nombre de molécules se trouvant au niveau de la sphère. La pression moyenne est égale à la pression atmosphé-

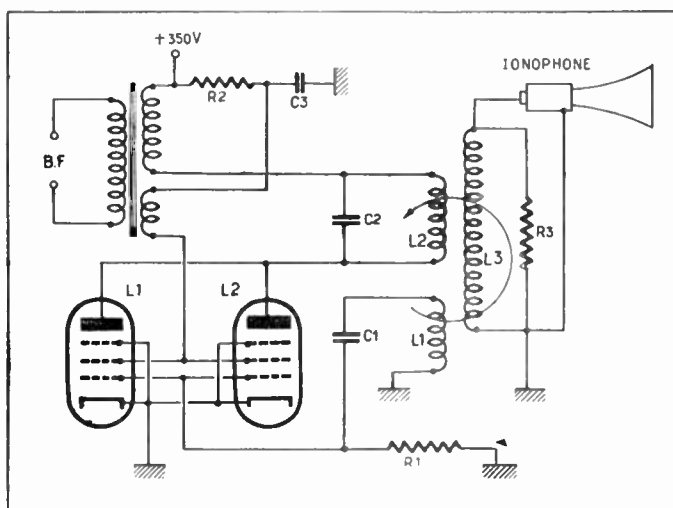


FIG. 6

rique. L'intensité du champ H. F. et la tension à laquelle est soumise la sphère de platine déterminent la puissance de cette agitation moléculaire et ionique. D'après les résultats des mesures effectuées elle

semble être proportionnelle aux deux facteurs mentionnés. Dès à présent il est facile de comprendre qu'une variation de la tension H. F. entraînera une variation momentanée de la pression. Si l'onde porteuse de l'oscillateur est modulée au rythme d'un courant alternatif, la valeur de l'agitation moléculaire à l'intérieur de la cellule suivra le même rythme, ce qui se traduit par la formation d'une onde élastique. Les premiers résultats intéressants ont été obtenus au moment où l'auteur superposait aux ions positifs issus de la source émettrice, un champ H. F. de haute tension. Le nombre des charges électriques libres dans l'air était suffisamment grand parce que le champ H. F. à haute tension formait à son tour des ions positifs et négatifs par ionisation de l'air.

La fréquence de l'oscillateur utilisé était de l'ordre de 400 kc/s. A cette fréquence un certain bruit de fond était audible. Après de laborieuses recherches le bruit de fond a pu être complètement éliminé, grâce à une augmentation de la fréquence de la tension H. F. Le bruit de fond diminue quand la fréquence augmente et disparaît totalement vers 3 Mc/s. Une fréquence de 20 Mc/s a été choisie.

V. — RÉCEPTEUR SANS DÉTECTION NI B. F.

Ce qui précède montre que l'ionophone est un producteur de son actionné directement par une tension H. F. modulée. Il vient donc à l'esprit d'utiliser cette tension telle que nous la trouvons à la sortie d'un étage moyenne fréquence d'un récepteur classique et d'attaquer l'ionophone avec cette tension sans passer par la détection et l'amplification B. F. (1). Dans l'étude mentionnée, on utilise dans la chaîne de l'amplificateur H. F. un oscillateur séparé pour maintenir la cellule à température convenable. L'idée de base était de puiser une certaine puissance

ce H. F. produite par cet oscillateur dans un certain rapport avec la puissance du signal H. F. provenant de l'antenne, pour fournir à la cellule une quantité minimum de puissance nécessaire à son chauffage.

Au moment où cette étude était faite l'oscillateur était accordé à 400 kc/s, ce qui nécessitait une bobine haute tension ayant beaucoup de spires en fil

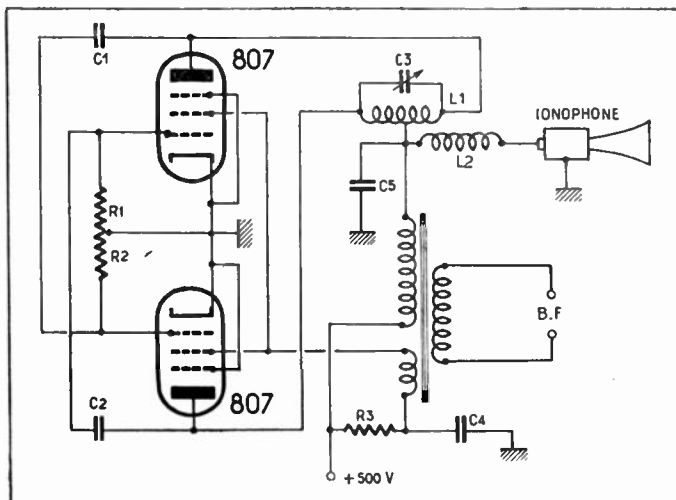


Fig. 7

fin. Il n'y avait donc pas d'autre possibilité de chauffer la cellule que par l'effluve (Corona.) La tension de sortie fournie par la bobine et appliquée à la cellule étant de l'ordre de 15 à 20 000 V, on ne voyait pas de quelle autre manière on pouvait fournir une basse tension de l'ordre de quelques volts sous quelques ampères à la cellule pour effectuer le chauffage de la source par un filament. Grâce à l'oscillateur ondes courtes, tel qu'il est représenté par les schémas 7, 8 et 9 et dont la bobine haute tension est constituée

(1) Voir *Toute la Radio*, N° 163, L'Ionodyne, par Monsieur M. BONHOMME.

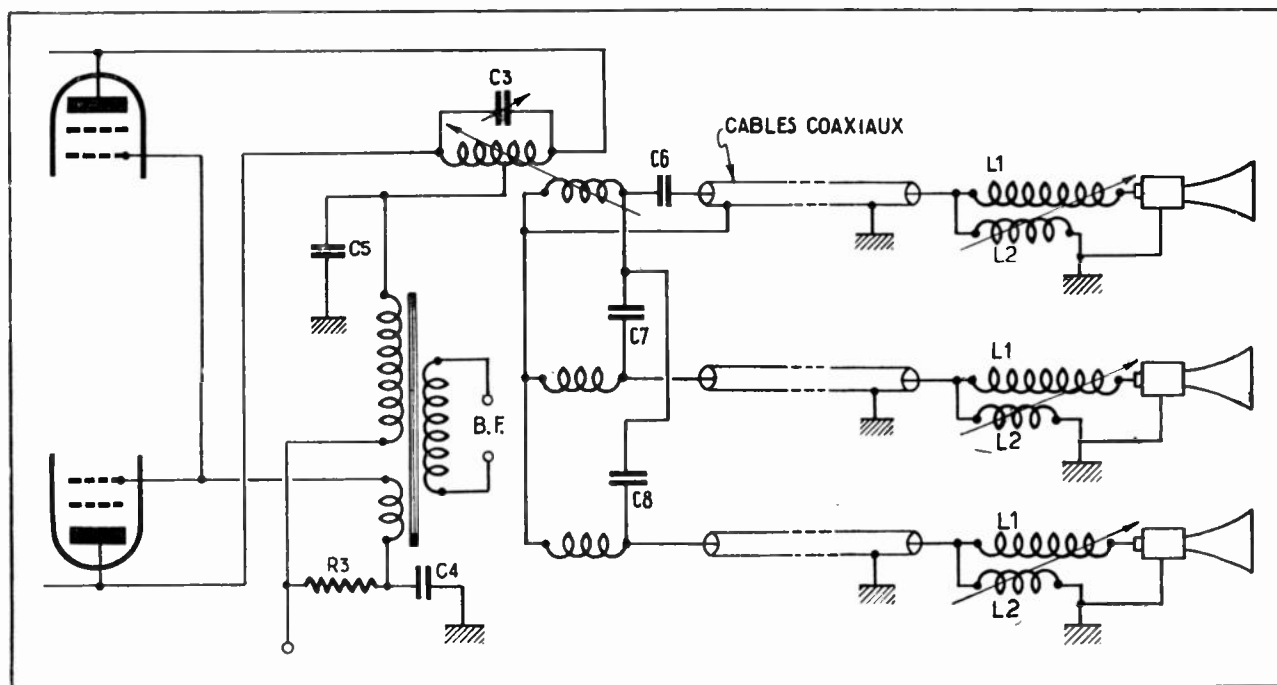


Fig. 8

par un enroulement spécial d'une vingtaine de spires, effectué avec un fil mince blindé, nous pouvons aisément effectuer le chauffage de la cellule en faisant passer un courant électrique à travers cette bobine. Le point de départ de la bobine est relié à la masse ; nous pouvons utiliser les 6, V3 du transformateur d'alimentation du poste récepteur. Nous n'avons plus besoin maintenant de l'oscillateur séparé et en l'éliminant nous supprimons les complications qu'entraînait le montage mentionné plus haut. Le poste récepteur a un étage classique H. F. Les bobines moyennes fréquence sont accordées sur une fréquence de l'ordre de 3 à 5 Mc/s ; ensuite on attaque une lampe de puissance. Le circuit plaque qui alimente l'Ionophone en H. F. est évidemment accordé une fois pour toutes à cette moyenne fréquence. Si le poste est trop puissant, c'est-à-dire si la tension H.F. finale fournie par la lampe de puissance qui alimente l'Ionophone dépasse une certaine valeur, on rencon-

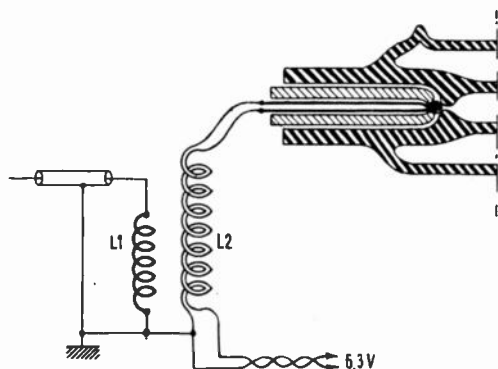


FIG. 9

tre les difficultés bien connues d'accrochage, donc d'oscillation parasite. On échappe aisément à cette difficulté en effectuant un changement de fréquence à un étage quelconque de la chaîne H. F. (accord sur le premier harmonique par exemple).

VI. — L'IONOPHONE ACTIONNE UNE MEMBRANE]

Comme nous l'avons vu l'Ionophone nécessite l'emploi d'un pavillon exponentiel ; pour obtenir des notes graves il faut un pavillon d'une longueur et d'une ouverture appropriées. Ceci peut empêcher l'emploi de l'Ionophone dans les installations de faible encombrement. On pourrait utiliser l'Ionophone pour les fréquences du dessus de 200 c/s et reproduire les notes graves par un H. P. ordinaire. L'emploi d'un haut-parleur ordinaire nécessiterait de nouveau un poste de T.S.F. avec détection et amplificateur B. F. L'auteur a donc cherché à actionner une membrane à l'aide de l'Ionophone, seulement pour reproduire des fréquences jusqu'à 200 ou 300 périodes et l'on voit qu'après avoir dit de si gentilles choses au sujet des membranes l'auteur y revient. Ce nouveau type de haut-parleur présente quand même certaines caractéristiques surprenantes, étant donné que la membrane est actionnée sans avoir recours à la détection et à l'amplification B. F. La figure 10 montre la coupe de ce nouvel haut-parleur. Toutes les caractéristiques de la cellule sont rigoureusement les mêmes que lorsqu'elle est couplée acoustiquement

à un pavillon exponentiel. Ce qui est différent, c'est que la sortie est obturée par un mince manchon en quartz formant piston ; ce dernier est rigidement couplé à une membrane ordinaire. Il y a un léger jeu entre ce piston et les parois internes de la cellule. Ce

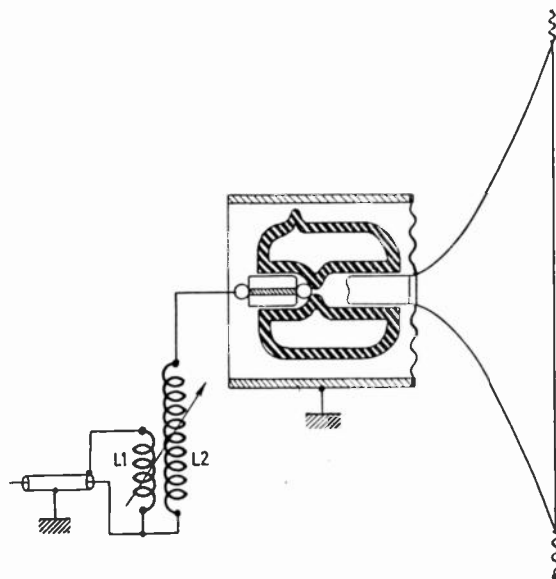


FIG. 10

type de haut-parleur pourrait donc prendre la place des haut-parleurs de petits postes de T.S.F., partout où une qualité de reproduction telle que l'Ionophone couplé à un pavillon peut la donner n'est pas exigée.

VII. — ANALYSE D'UNE REPRODUCTION FIDÈLE

Pour reproduire fidèlement dans un appartement à l'aide de haut-parleur la sensation sonore que donne un orchestre dans une salle de concert, on se heurte à des difficultés énormes. Nous savons que la sensibilité de notre oreille n'est pas la même, à puissance égale, pour toute la gamme des fréquences. Elle diminue vers les basses fréquences et vers les fréquences aiguës. Prenons un exemple : un auditeur se trouve quelque part dans une grande salle de concert, à une certaine distance de l'orchestre. D'après la sensibilité de notre oreille, l'impression reçue (évidemment à pression égale) sera maximum pour les fréquences médium. En s'éloignant de l'orchestre, l'auditeur sera soumis à une pression acoustique de moins en moins forte. Supposons qu'à un certain moment, la puissance sonore captée par l'auditeur soit celle mentionnée plus haut comme admissible dans un appartement. Compte tenu de la sensibilité inégale de notre oreille pour les différentes fréquences, c'est encore le médium qui sera le mieux entendu. Transmis à cette puissance dans un appartement en respectant rigoureusement les différentes pressions sonores pour les différentes fréquences (donc chaîne de transmission d'amplificateurs et haut-parleurs supposée rigoureusement linéaire) l'auditeur habitué aux installations courantes, constatera immédiatement la déficience des notes graves et peut-être aussi des notes aiguës. Pourtant c'est dans ces conditions que l'auditeur se trouverait le plus proche des im-

pressions sonores auxquelles il a été soumis lorsqu'il se trouvait éloigné de l'orchestre.

Que fait le constructeur moderne ? Il accentue l'intensité des notes graves et des notes aiguës, donc il creuse le médium, et en faisant ceci il joue au « chef d'orchestre » et s'éloigne inévitablement de la fidélité dans la reproduction de l'émission. Le constructeur doit s'efforcer de mettre au point une chaîne de transmission linéaire. Si l'on corrige artificiellement la courbe de réponse de nos installations acoustiques, c'est parce que l'auditeur aime une reproduction saturée de notes graves (dans la plupart des cas d'ailleurs de quelques fréquences graves seulement). Pourtant dans les salles de concert les

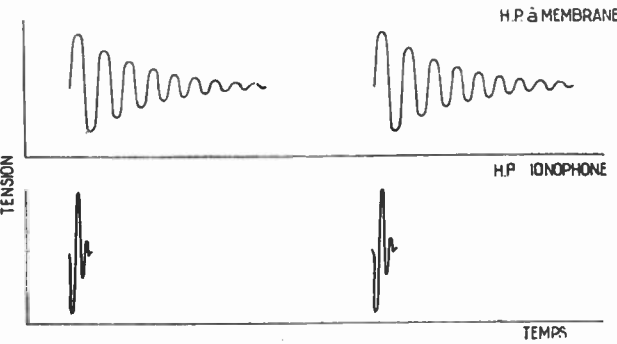


FIG. 11

auditeurs ne se plaignent pas de l'insuffisance des notes basses et des notes aiguës. Pour les retrouver à une intensité relativement égale par la reproduction artificielle dans un appartement, nous le répétons, il faut que la chaîne de transmission soit linéaire. Si pour satisfaire l'auditeur, le constructeur est obligé de corriger la reproduction dans les notes graves et aiguës, c'est qu'il doit y avoir une raison. D'après l'auteur une des raisons principales de ce dilemme est l'incapacité des haut-parleurs actuels à reproduire correctement toute la gamme des fréquences et ceci avec tous les *signaux transitoires* qu'il peut y avoir à l'émission. La mauvaise reproduction des

signaux transitoires est sûrement l'une des raisons qui forcent le constructeur à avoir recours aux artifices mentionnés.

VIII. — EMETTEUR ULTRA-SONORE ET MICROPHONE

Nous savons que les dispositifs servant actuellement à la production des ultra-sons donnent le maximum de rendement à une fréquence déterminée. Pour faire varier la fréquence d'accord de l'un de ces émetteurs (magnétostriction, quartz), il faut modifier leurs dimensions physiques. L'ionophone par contre peut couvrir une gamme de fréquences extrêmement étendue allant de l'infra-sonore jusqu'à l'ultrasonore éloigné. Ceci fait de lui un émetteur ultra-sonore à caractéristique apériodique.

Comme c'est presque toujours le cas un émetteur sonore peut servir de microphone. C'est aussi le cas

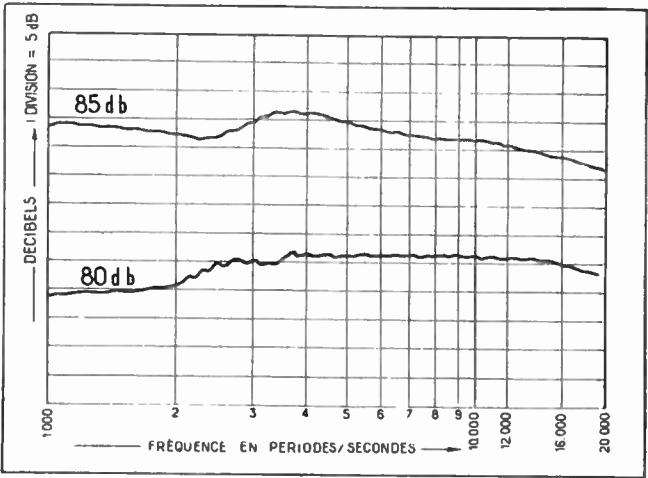


FIG. 12

de la cellule thermoionique. Si une onde acoustique vient frapper le chaos ionique et moléculaire au sein de la cellule, il y a variation de pression, qui détermine à son tour une modification de l'ionisation et agit ainsi sur l'impédance du circuit oscillant. Cette variation qui se traduit par une variation d'intensité

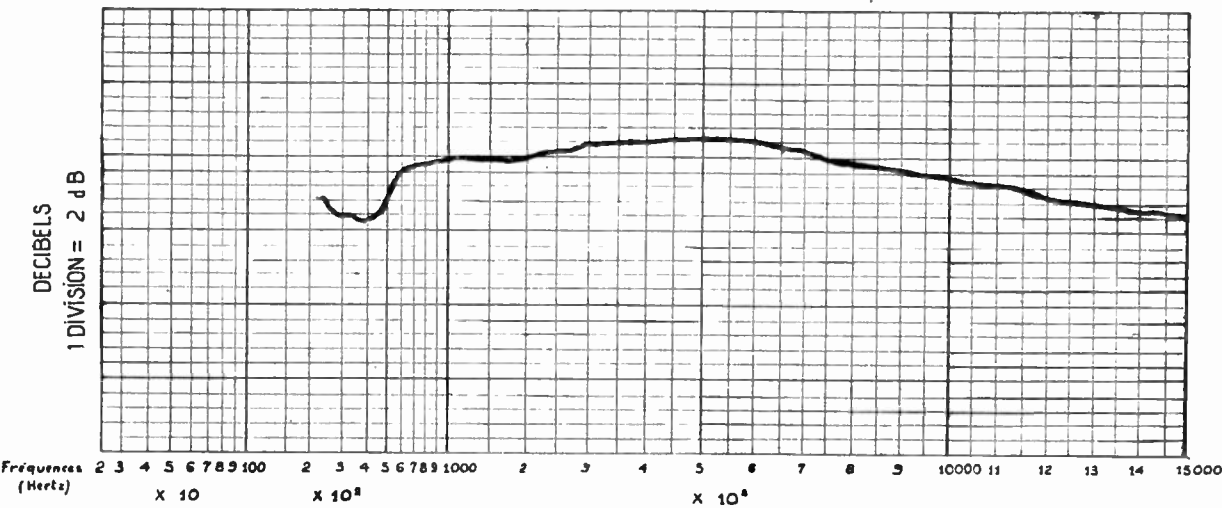


FIG. 13

du champ H. F. peut être détectée et amplifiée de la manière usuelle.

IX. — SIGNAUX TRANSITOIRES

Comme l'auteur l'a déjà mentionné, l'Ionophone est apte à reproduire les signaux transitoires ; ce fait d'une importance capitale le distingue de tous les haut-parleurs munis de membranes. L'auteur a réalisé une expérience qui met ces faits en évidence.

Un haut-parleur de très bonne qualité avec excitation séparée a été placé près d'un excellent microphone à ruban ; le microphone attaquait un oscillographe. Le balayage horizontal était effectué de manière courante, par une tension en dent de scie. La bobine mobile du haut-parleur était connectée et déconnectée périodiquement à une batterie de 4 V. Sur l'oscillographe on voyait à chaque rupture du courant une onde amortie, telle que le graphique 11 le montre. Le nombre d'oscillations correspondait à la fréquence propre de la membrane et indiquait également le temps d'amortissement de celle-ci. L'excitation de l'air continue un bon moment après la rupture du courant excitateur, ce qui démontre une faiblesse énorme du haut-parleur soumis à cet

essai. Lorsque l'Ionophone est excité de la même manière et placé devant le même microphone, l'image obtenue sur l'oscillographe est illustrée par le graphique 11. On voit un front très raide et de très courte durée et une toute petite oscillation amortie. Cette oscillation ne peut théoriquement pas provenir de l'inertie ou fréquence propre des ions ; elle est très certainement due à l'inertie du ruban du microphone. Cette expérience montre d'une façon très concluante que l'Ionophone est capable de reproduire des signaux de très courte durée.

Enfin les figures 12 et 13 font voir deux courbes de réponse de l'Ionophone relevées dans deux chambres sourdes différentes. Les fréquences en-dessous de 300 périodes ne sont pas indiquées, vu que l'Ionophone était couplé à un pavillon dont la fréquence de coupure était de cet ordre.

(1) Voir compte-rendu de l'Académie des Sciences, Tome 222 N° 22, 27-5-46, Tome 233, N° 2, 9-7-41, *Onde Electrique*, Octobre 1946.

(1) Les photos et indications ont été aimablement fournis par M. W. L. ROLLWITZ, du *Southwest Research Institute*, SAN-ANTONIO (Texas).

RÉCENTS PROGRÈS DE L'ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE ⁽¹⁾

PAR

A. C. RAES

Ingénieur Civil.

Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Architecture de Bruxelles.

Introduction.

Cet exposé n'a ni la prétention ni l'espoir d'être complet. La matière est trop étendue pour pouvoir être traitée en une seule causerie. D'autre part, nous nous abstiendrons de citer des dispositions en cours d'épreuve pratique. Les études de laboratoire sont terminées. Des applications sont faites. Mais il faut encore observer la permanence des résultats. Par conséquent il y a lieu d'exercer une censure sévère avant de décider qu'une disposition nouvelle n'est pas seulement une expérience intéressante, mais constitue un réel progrès.

Avant de commencer notre exposé, il importe que nous précisions notre point de vue.

On peut considérer l'acoustique architecturale du point de vue de l'homme de science. Elle comporte de nombreux et fascinants problèmes de physique pure.

Elle a déjà servi de motif à de nombreuses recherches de physique expérimentale ayant donné des résultats fort intéressants au point de vue strictement scientifique, mais parfaitement inutilisables pour l'établissement de projets. Ces chiffres seront certainement très précieux dans l'avenir, mais actuellement ils ne sont à considérer que comme des réserves de documentation. Ce sont des progrès non encore utilisables. Leur description complète nous entraînerait fort loin et serait d'un intérêt général fort discutable.

On peut encore s'intéresser à l'acoustique architecturale du point de vue de l'auteur des projets. Pour ce dernier, la question de précision des résultats est moins importante que pour le physicien. Il se contente d'une précision raisonnable, sans chercher le maximum. Mais d'autre part, pour lui se posent des questions de rapidité et de facilité d'exécution et de contrôle.

Dans ce qui suit, nous parlerons toujours au point de vue de l'auteur de projets et contrôleur d'exécution, en d'autres termes, du monsieur que les tribunaux condamnent lorsque le résultat espéré n'est pas obtenu.

Le plan général de notre exposé sera le suivant. Une première partie sera consacrée à l'insonorisa-

tion ou à l'isolation acoustique des immeubles.

Une seconde partie traitera de l'aménagement acoustique des salles.

Une troisième et dernière partie concernera les matériaux et leurs essais. Il semblerait peut-être plus logique ou plus normal de commencer par là. Mais nous verrons que ces matériaux et ces méthodes de mesure résultent précisément de l'expérience des salles et des bâtiments. Il nous a donc semblé préférable de les placer à cet endroit de notre exposé.

1. — INSONORITÉ DES IMMEUBLES

Il serait évidemment plus logique de parler de l'isolation acoustique des studios à des radioélectriciens. Nous devons nous excuser de ne pas le faire pour une raison fort simple. Nous n'avons jamais eu l'occasion d'isoler un studio, et devrions donc nous contenter de paraphraser des publications existantes sans aucune appréciation d'expérience personnelle.

Tout ce qui suit concernera en premier lieu l'immeuble d'habitation, bloc d'appartements ou de bureaux.

Difficulté fondamentale.

La cause initiale de la majeure partie des difficultés est la suivante. L'isolation acoustique n'est qu'une fonction secondaire et, qui plus est, c'est la dernière née.

Les architectes songent en premier lieu à la stabilité et à la sécheresse d'un bâtiment. Ils ont bien raison. Mais lorsque, pour des raisons d'insonorité, l'acousticien demande d'introduire des sectionnement élastiques d'ossature, il lui arrive de recevoir un veto formel. Et comme c'est lui le dernier arrivé il n'a qu'à s'incliner ou s'en aller.

D'autres fois, les conditions d'utilisation d'un bâtiment s'opposent à une isolation convenable. Songeons au mur percé d'une porte. Pour une insonorité assez élevée il faut, prévoir une porte double avec ébrasements dédoublés. Ce n'est pas toujours commode. Nous devons aussi placer une batée inférieure. Ce n'est généralement pas admissible.

L'acousticien doit donc intervenir sans déranger personne. Il rencontre souvent des difficultés insurmontables d'ordre non acoustique.

(1) Conférence faite à la Société des Radioélectriciens, le 12 janvier 1952.

Le plan.

Un progrès, peut-être pas très scientifique, mais de bon sens, semble avoir été réalisé ces dernières années. On commence à comprendre que l'étude de l'insonorité d'un immeuble commence au tout premier plan de disposition.

Nous nous souvenons de la disposition du Broadcasting-House de Londres en 1932. Il y avait une tour des studios — tour du silence — séparée des bureaux et construite séparément. Même cette tour était divisée en studios séparés par des espaces intermédiaires, des zones de silence. Tel que c'était conçu et réalisé à l'époque c'était un grand luxe.

Actuellement, pour de modestes maisons, pour des appartements, on applique ce principe de façon très économique. On divise l'habitation en zones de séjour, de sommeil, de travaux domestiques. Et l'on trouve moyen d'y répartir judicieusement les sources de bruits.

Cela semble une solution évidente. Songeons cependant aux habitations, mêmes récentes, que nous connaissons tous et vérifions si la précaution a été prise. Dans bien des cas, nous devons répondre négativement. Il y a moins de trois mois on nous a fait personnellement examiner un véritable château qui venait d'être construit avec tout le luxe imaginable. Les descentes des vespasiennes étaient placées dans le mur du grand salon.

L'ossature.

Vous aurez souvent entendu dire que la construction moderne est nécessairement sonore à cause de l'ossature.

Très souvent, en effet, l'ossature de béton armé ou de poutrelles, agit comme un réseau de distribution des vibrations et des bruits dans tout l'immeuble. Mais il n'en est pas nécessairement ainsi. Il y a des ossatures qui ne transmettent pratiquement rien du tout. Elles ont cependant été établies sans considérations acoustiques spéciales. Nous devons donc nous demander en quoi elles diffèrent des précédentes.

On nous permettra de donner quelques résultats d'observations personnelles.

Déjà en 1937, nous avons eu l'occasion de comparer les ossatures faites suivant les plans de deux ingénieurs-conseils en béton. Cette comparaison était nécessairement assez superficielle. D'abord, parce qu'elle ne portait pas sur des immeubles de plans identiques. Ensuite parce que nous n'avons pas eu le loisir de faire des mesures de même précision dans les deux cas. Nous avons cependant conclu que dans l'ensemble, les ossatures de Monsieur A. étaient vraisemblablement plus sonores que celles de Monsieur B.

En examinant les plans dont nous avons pu disposer, nous avons constaté que B. mettait des poutres raidisseuses plus nombreuses aux planchers de béton. Par chance, car il ne se souciait pas de la sonorité, il a placé des poutres en travers de ce qui aurait été un ventre de vibration.

Une observation d'un autre genre. Il s'agit de l'immeuble du London Transport Board qui est

construit, comme vous le savez, directement sur un tunnel du métropolitain de Londres. Il y avait évidemment lieu de craindre que les vibrations de roulement des trains soient entendues dans tout le bâtiment. Or il n'en est rien. Le seul local où l'on ait perçu, d'ailleurs fortement, les bruits des trains est dans le bureau du directeur général, situé au douzième étage.

Le motif de cet échec, d'ailleurs corrigé ? Ce bureau est très grand et pour des raisons d'esthétique, on y a supprimé toute colonne. Par conséquent, il y a quelques colonnes qui partent du tunnel et qui se terminent sous le plancher de cette salle. Ce dernier se comporte donc comme un gigantesque diaphragme de gramophone dont ces colonnes sont des aiguilles. Voilà donc une disposition type à éviter.

Citons à présent quelques résultats de mesures. Pour bien faire, il faut opérer sur des ossatures dans lesquelles il n'y a pas encore de cloisons.

Considérons un étage comportant une série de travées. Dans une travée d'extrémité, on met en action un générateur de chocs constants quelconque. Un simple marteau mécanique rawlplug peut suffire. Le générateur de pas standardisé depuis 1950 vaut encore mieux.

On mesure l'amplitude des vibrations tout le long de l'étage. L'instrument le plus commode est une sonde piézo-électrique à elongations et un voltmètre électronique à inertie suffisante.

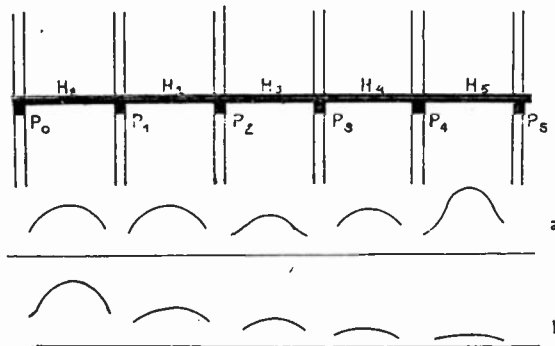


FIG. 1

On trace une courbe dans le genre de celle de la figure 1 (a) donnant ces amplitudes en fonction des emplacements.

On constate que les plus faibles atténuations d'une travée à l'autre et pour l'ensemble de l'étage correspondent à des dispositions avec travées identiques.

Appliquons à l'étude des ossatures les méthodes de transformation de l'électro-acoustique. Une masse deviendra une self, une raideur se transforme en capacité, un amortissement interne devient une résistance.

Cette transformation appliquée rigoureusement à une ossature donne un résultat assez compliqué. Une simple poutre devient une ligne à inductance, résistance et capacité uniformément réparties. Pour en faire l'étude électrique, nous devrions donc appliquer les formules consacrées par la tech-

nique des lignes à très haute tension. Elles sont bien trop compliquées pour être d'usage pratique dans des réseaux aussi complexes que nos ossatures. Nous pouvons cependant appliquer les simplifications d'usage. Concentrer en quelques points les capacités, les selfs et les résistances.

Un plancher donne ainsi un schéma analogue à celui d'un haut-parleur à cône rigide, (vibrations propres du cône négligées). Il a une self qui représente sa masse, une capacité qui correspond à sa raideur propre et à l'encastrement de ses bords, une résistance qui correspond à son amortissement interne.

Une poutre travaillant à la torsion a une self correspondant à un moment d'inertie et que nous pouvons souvent négliger. Elle a encore une capacité et une résistance.

Après ces transformations, une suite de planchers avec poutres porteuses intermédiaires prend le schéma de la figure 2. Il nous fait immédiatement penser à un circuit de filtres. Il suffit que les circuits H soient identiques entre eux pour que nous ayons un filtre accordé sur la fréquence propre de ces branches. Or, les vibrations provoquées par des chocs auront toujours la fréquence propre de ces branches. La transmission ne sera plus atténuée que par les branches horizontales P2 et P3.

Pour arrêter la transmission des vibrations et des bruits, le schéma nous montre ce que nous devons faire.

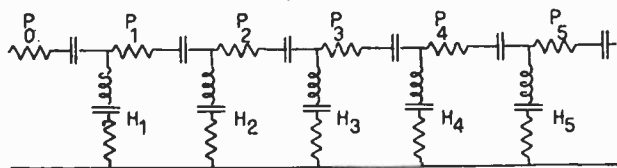


Fig. 2

Désaccorder les branches H, réduire les capacités et augmenter les résistances P.

Revenant à la terminologie du béton, nous modifierons volontairement les caractéristiques dynamiques des planchers.

Nous arrêterons ici cet exposé forcément restreint de l'application de l'électroacoustique à la technique du béton armé. Qu'il nous soit permis encore de citer quelques résultats concrets.

En donnant à P2 et P3 une capacité très faible, nous avons pu laisser poser les cloisons sur les hourdis, au droit de ces poutres, sans aucune couche élastique amortisseuse. Nous avons relevé une courbe d'amplitude du type 1 (b).

Il y a évidemment des cas où le désaccord des éléments d'ossature ne suffit pas. Le générateur peut donner une tension suffisamment élevée pour que la tension résiduelle à la sortie du filtre soit encore exagérée.

Dans ce cas, nous intercalerons une faible capacité en série entre le générateur et l'entrée du filtre. Nous mettrons des sectionnements élastiques.

Cette solution est trop connue pour que nous en parlions ici. Faisons cependant remarquer qu'elle est souvent mal appliquée. Les capacités sont sou-

vent placées en de mauvais endroits et, encore plus souvent, elles ont des valeurs trop élevées. Les couches élastiques sont trop dures.

Nous pouvons cependant encore citer un résultat inédit d'essai de résistance d'une telle disposition. Nous espérons que cet essai calmera les inquiétudes de ceux qui craignent que ces sectionnements isolants ne diminuent trop considérablement la stabilité des ouvrages.

Il s'agit de trois bâtiments voisins situés près du port à Anvers. Le plus élevé d'entre eux avait une ossature désaccordée et sectionnée. C'était d'ailleurs nécessaire. Au rez-de-chaussée et à l'entresol était un atelier de réparation de ben-nes à charbon : chaudronnerie, marteaux pneumatiques. Au premier étage, salle du conseil, bureau du directeur et de l'administrateur délégué, etc. Les occupants du premier étage n'étaient absolument pas dérangés par l'activité de l'atelier.

En 1944, on procéda hors programme à un essai de résistance en arrosant la région de bombes V1. Tous les bâtiments voisins furent ramenés au niveau du sol. Toutes les cloisons et les murs du bâtiment en question furent soufflés. Mais l'ossature resta debout.

Les planchers.

Nous n'avons pas de progrès à annoncer, et ce pour la meilleure des raisons. Le problème est résolu depuis près de quinze ans.

Pour les planchers de bois, la sonorité est un mal incurable. Nous avons réussi à en insonoriser, mais dans des cas spéciaux où le prix de revient n'importait pas. En fait, l'isolation coûta plus cher que le plancher lui-même.

La capacité acoustique de ces planchers est très faible. Leur fréquence propre est sonore. Pour leur donner l'inductance qui compense ces défauts, il faut faire de tels frais que le seul avantage des planchers de bois, à savoir un bas prix, se trouve éliminé.

Pour les planchers de béton, il y a plusieurs solutions. Pour la généralité des immeubles, où l'épaisseur totale du plancher doit être limitée, le dispositif par dalle flottante est de loin la meilleure solution — disons plutôt la solution unique. Elle a déjà été décrite tant de fois que nous allongerions inutilement cet exposé en en parlant plus ici. Nous devons toutefois attirer l'attention sur une condition à laquelle doit satisfaire la couche de matériaux élastiques sur laquelle la dalle repose : c'est la longévité. Il y a des matériaux qui donnent une isolation magnifique pendant les six premiers mois et qui ensuite s'écrasent, se pulvérisent ou se putréfient.

Dans notre laboratoire, nous avons mis en service il y a un peu plus de dix ans une installation d'essais de fatigue aux chocs. Le principe est très simple. Une masse fixée excentriquement à un arbre tournant à vitesse convenable. On obtient ainsi un effort sinusoïdal équivalent à une série de chocs. On produit de 3 000 à 5 000 chocs par minute. Nous pouvons admettre qu'un emplacement déterminé d'un plancher d'habitation

reçoit annuellement de 10 à 20 000 percussions de pas. A l'aide de l'installation d'essais nous pouvons donc en quelques heures infliger au matériau envisagé une fatigue équivalente à celle de nombreuses années.

La figure 3 représente notre machine dans son état actuel. On distingue au centre la masse tournante, à gauche le moteur, à droite le compteur totaliseur de chocs. La machine repose sur une dalle sous laquelle on a placé l'échantillon à observer. La dalle a l'épaisseur voulue pour que les chocs soient combinés avec une charge statique convenable.

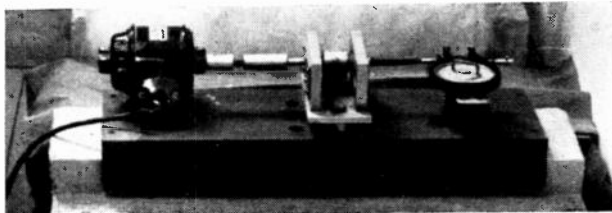


FIG. 3

Les essais à fatigue accélérée, non seulement au point de vue mécanique, mais encore au point de vue électrique, ont toujours fait l'objet de nombreuses discussions. Nous nous souvenons tous des polémiques qui ont salué les essais à haute fréquence des isolateurs. Nous ne rouvrirons pas ici une discussion de ce genre. Mais nous tenons à citer le fait suivant. En 1942, on a réalisé un isolement à l'aide d'un matériau très discuté (à cette époque) mais qui avait supporté environ un million et demi de chocs sans perte sensible de ses propriétés. Ce bâtiment a subi un service très dur. En 1948, on en a ouvert un parquet pour examiner l'état de l'isolation. Elle ne montrait aucun signe de détérioration. La mesure du coefficient de transmission des bruits de pas a d'ailleurs donné des résultats équivalents à ceux de 1942.

Les murs et cloisons.

Ici non plus il n'y a plus eu matière à beaucoup de perfectionnements. La pratique a maintenant sanctionné l'usage des parois doubles comme étant beaucoup plus efficaces que les parois simples d'épaisseur renforcée.

Citons cependant une très belle étude de M. Brillouin sur les formes de vibration des parois sous l'action des sons. Je regrette de ne pas pouvoir vous en donner au moins un résumé. Ce travail n'est pas encore publié.

Disons aussi que, dans le cas des parois doubles, le principe du désaccord que nous vous avons exposé à propos des ossatures est d'une grande utilité. Il faut que chacun des éléments ait une fréquence propre nettement différente de l'autre.

Les essais de bâtiments.

Ici nous avons un très grand progrès à annoncer. Les méthodes de mesures sont très rationnellement standardisées et internationalement reconnues.

A l'initiative du Centre National de Recherches Scientifiques, Industrielles et Maritimes de Marseille, et sous la présidence de son distingué directeur M. Canac, un congrès international a fixé en 1950 des normes pour la détermination des coefficients de transmission des bâtiments, les caractéristiques du pas standard etc.

De plus, le même Centre a élaboré un projet de normalisation des immeubles insonores. Ce dernier doit encore recevoir une consécration légale, mais dès maintenant, il est de la plus grande utilité.

On ne saurait trop insister sur l'immense utilité pratique de ces événements.

Jusqu'à présent, en effet, chaque fois qu'un acousticien voulait faire des mesures dans un bâtiment, il dépendait entièrement de la plus ou moins bonne humeur de l'architecte et de l'entrepreneur. Toute série de mesures devait être précédée d'une séance de prédication destinée à convaincre les intéressés de ce que l'on voulait faire une chose d'utilité immédiate.

Ne nous faisons pas d'illusions. Nous devons encore prêcher, pendant au moins une génération. Mais enfin, comme nous avons des autorités derrière nous, ne croit-on plus a priori qu'il s'agit d'une toquade de professeur.

L'état d'esprit des entrepreneurs s'est d'ailleurs considérablement amélioré à ce sujet. En 1937 pour un bâtiment très important, il a fallu que l'architecte tappe littéralement sur la table pour que nous puissions faire quelques mesures. Maintenant encore, il y a des gens qui n'y croient pas, mais ils n'osent plus nous empêcher ouvertement de travailler.

Nous terminerons cette partie de notre exposé en insistant de toutes nos forces sur l'importance capitale de nombreuses mesures. N'oublions pas que si le calcul de la stabilité d'une ossature se fait avec un coefficient de sécurité 3,5, celui de la sonorité se fait avec le coefficient 1. Il est indispensable de vérifier cette insonorité dès le décoffrage, avant pose des isolants, pour pouvoir faire sans difficultés les corrections éventuelles.

Il est également beaucoup plus sûr de déterminer expérimentalement les cotes définitives d'une isolation. On obtient ainsi la sécurité absolue. Ce n'est pas difficile. Il suffit de travailler sur un m² de paroi pendant quelques heures. On peut aussi réduire les épaisseurs à des minimums qu'on n'oserait jamais réaliser par simples calculs et réaliser ainsi de sérieuses économies.

AMÉNAGEMENT ACOUSTIQUE DES SALLES

En acoustique des salles les progrès sont beaucoup plus nombreux et plus importants qu'en isolations d'immeubles. Nous aurions peine à dire exactement pourquoi. C'est certainement dû à ce que il y avait plus matière à perfectionnement. C'est encore dû à ce que, dans le cas des salles, l'acoustique est au moins l'une des fonctions principales, quand ce n'est pas la principale.

Nous pouvons affirmer que, dans l'état actuel d'avancement de la science, il n'est plus question de faire des salles bonnes ou mauvaises, mais

bien plus ou moins bonnes. A condition, bien entendu de laisser travailler les acousticiens. Nous connaissons un théâtre récemment construit où l'architecte voulait faire intervenir un spécialiste et où le conseil d'administration a refusé.

La réverbération.

La définition classique de la durée de réverbération, c'est-à-dire le temps correspondant à une réduction de 60 dB du son après arrêt brusque du générateur, a encore toujours cours. Les formules de Sabine, Eyring, Millington sont toujours appliquées et se contredisent encore toujours.

Certaines nouvelles conclusions se dégagent cependant. On les discute de moins en moins. Personnellement nous sommes absolument convaincu de leur exactitude.

C'est ce qui se passe pendant les premières cent millisecondes après l'arrêt qui est important. C'est la rapidité avec laquelle se produit la première réduction du 20 dB qui détermine vraiment la qualité d'une salle au point de vue de la réverbération.

Enfin, nous vous citerons une conception qui n'est pas encore généralement reconnue, mais dont nous sommes personnellement partisan militant; c'est que la forme de réverbération est beaucoup plus importante et constitue une caractéristique essentielle de la salle.

Définissons d'abord ce qu'il faut entendre par forme de réverbération.

La théorie classique nous enseigne que le log. de l'intensité décroît proportionnellement au temps. La courbe dB-secondes est donc une droite plus ou moins inclinée sur l'horizontale.

Ce phénomène est rarement obtenu avec des sons de spectre constant, des notes pures ou complexes. Dans une chambre déterminée, il ne sera obtenu que pour quelques positions des sources de sons et des microphones.

C'est pourquoi, dans les chambres de réverbération destinées aux essais de matériaux, et où il est important d'avoir une caractéristique de réverbération aussi droite que possible, on emploie des sons à spectre variable. Ce sont principalement les notes hululées, ou encore les sons à spectre continu ou sons blancs.

Pour des salles d'audition on peut également appliquer cet artifice. On obtient aussi des courbes de réverbération qui sont de belles droites, mais qui ne signifient rien, surtout dans le cas de salles de musique.

Que devons-nous savoir avant de conclure qu'une salle est bonne? Que faut-il pour qu'une salle soit bonne? Que les notes plus ou moins complexes y soient entendues sans déformations. Par conséquent il faut que toutes les sinusoïdes composant ces notes y décroissent de la même façon.

Pour apprécier une salle nous ne devons donc pas y émettre à la fois un ensemble de notes tellement complexe qu'il n'est plus possible de les observer individuellement. Il faut émettre les notes une à une et observer comment la salle les absorbe et éventuellement les déforme.

C'est pourquoi nous émettons des sons purs aux endroits où les musiciens se trouvent normalement et nous observons la façon dont ils décroissent aux endroits où se trouvent les auditeurs.

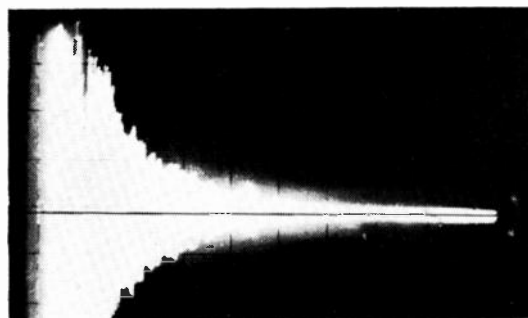


Fig. 4

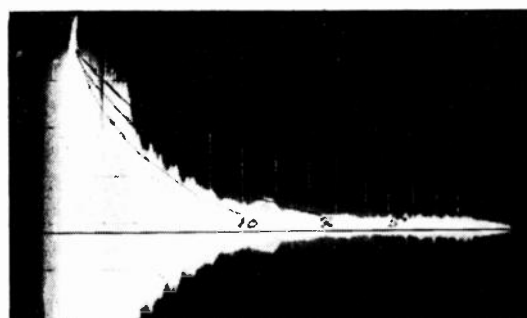


Fig. 5

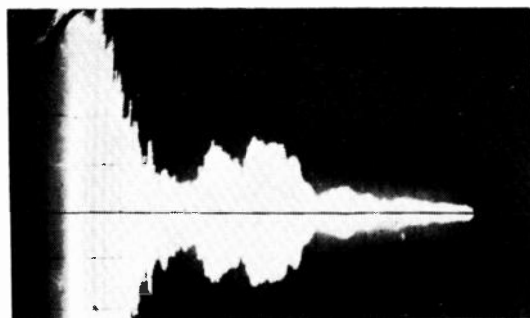


Fig. 6

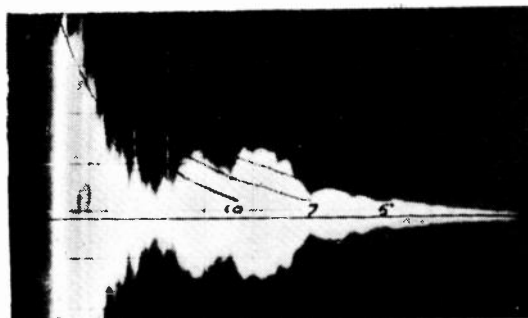


Fig. 7

La forme de cette courbe de décroissance est ce que nous appelons la forme de réverbération. Si elle est droite, tant mieux. Si elle ne l'est pas, nous de-

vons pouvoir interpréter la signification de la forme de cette courbe.

Normalement, cette forme est constante et caractérise la salle. Aussi, pour mieux l'analyser, en sommes-nous arrivés à enregistrer la décroissance de la pression acoustique à une échelle arithmétique plutôt que l'intensité à échelle logarithmique. Cette méthode n'est évidemment applicable qu'à une décroissance ne dépassant pas 20 dB, mais nous avons vu que ce sont les premiers 20 dB qui comptent.

A titre d'exemple, nous reproduisons ici de tels enregistrements.

Fig. 4 est un enregistrement de réverbération d'une onde pure de 2040 Hz. Le haut-parleur et le micro ont été soigneusement placés de manière à obtenir une décroissance qui est pratiquement une exponentielle pure. Si nous appliquions à cette courbe une anamorphose logarithmique, nous obtiendrions une droite à moins de 1 dB près.

Fig. 5 est la juxtaposition de cinq enregistrements successifs sur le même film. On voit que les courbes se superposent parfaitement.

Fig. 6 est un autre enregistrement d'une seule interruption. Remarquons sa forme très curieuse.

Fig. 7 est encore une superposition de six enregistrements successifs suivant (6). On remarque encore la parfaite concordance.

Si maintenant nous voulons comparer les premiers enregistrements (4) et (5) avec les suivants, nous noterons qu'ils ont tous été faits dans la même salle, à la même fréquence, avec source et microphone au même endroit. La seule différence est que les deux derniers ont été obtenus dans la salle sans absorbant tandis que les premiers, où nous avons cette décroissance continue, sont faits avec absorbants sur certaines parois.

Il y aurait moyen de faire de longs commentaires. Remarquons par exemple que la décroissance initiale des pressions dans la salle sans absorbants est plus rapide que dans la salle assourdie.

La conclusion principale à tirer de tels enregistrements est que la réverbération n'a pas seulement pour effet de prolonger les sons, mais encore de les moduler.

Cette modulation peut d'ailleurs avoir une fréquence musicale et à notre expérience atteindre des fréquences de 250 Hz.

La réverbération peut donc introduire un nouveau son dans la salle et entourer une note aiguë d'une espèce de halo sonore grave. On peut discuter la valeur esthétique du phénomène. Il est certain que les compositeurs ne l'ont pas prévu.

Les tops.

Sabine s'est contenté d'examiner ce qui se passe quand on interrompt une source de sons et ne s'est pas occupé des phénomènes accompagnant leur apparition. Il avait une bonne raison pour cela. Les sons mettent plusieurs secondes à disparaître et une faible fraction de seconde à paraître. Les instruments dont il disposait ne lui permettaient pas d'enregistrer les phénomènes d'apparition.

Ces dernières années, les chercheurs de divers pays ont examiné l'apparition et la disparition de sons de courte durée, que nous appelons des impulsions sonores ou des « tops ».

Plusieurs sources de tops sont à notre disposition. On peut prendre un coup de pistolet. A notre avis personnel, c'est beaucoup trop brutal et peut faire paraître des phénomènes secondaires qui n'ont aucune importance dans les conditions normales. Disons cependant qu'en Angleterre cette source est fort appréciée. Elle est évidemment très commode. On peut mettre en poche l'appareillage générateur pour les essais préliminaires.

Une autre source est le claquoir que les ingénieurs de la Radiodiffusion Française ont mis au point. C'est une solution extrêmement élégante.

La disposition que nous avons personnellement adoptée consiste à moduler à 100 % une oscillation sinusoïdale. Cette modulation peut être rectangulaire comme à la figure 8, soit en deux exponentielles suivant la figure 9. Les deux types de tops

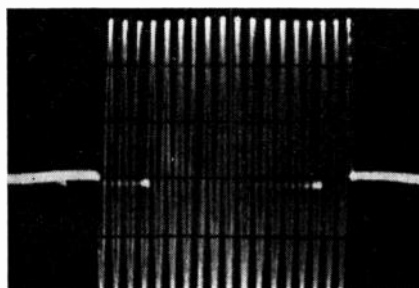


FIG. 8

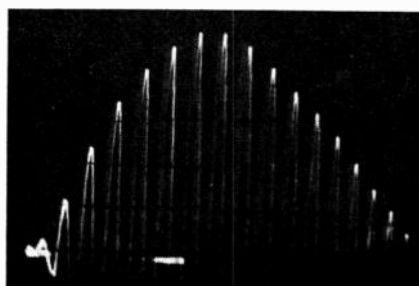


FIG. 9

ont leurs avantages. Il faudra probablement encore une longue période d'utilisation pour faire donner éventuellement la préférence à l'un d'entre eux. Il est certainement plus difficile de faire reproduire les tops rectangulaires que les tops exponentiels, par un haut-parleur à grande puissance.

La figure 10 donne un enregistrement d'un top émis par un HP placé au centre des sièges d'orchestre et pris par un microphone placé au pupitre du chef. On trouve un nombre indéterminé de réflexions peu distinctes l'une de l'autre et dont deux d'entre elles par contre se détachent nettement.

La figure 11 a été prise dans les mêmes conditions mais en émettant des sons de fréquence assez éle-

vée (4000 Hz) pour rendre le haut-parleur très directionnel. Ce dernier était braqué vers une grande

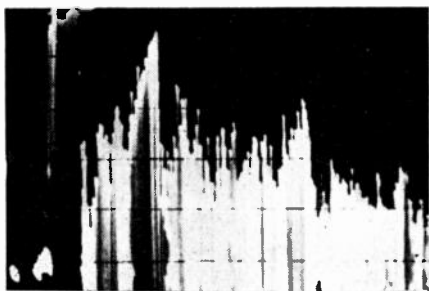


FIG. 10

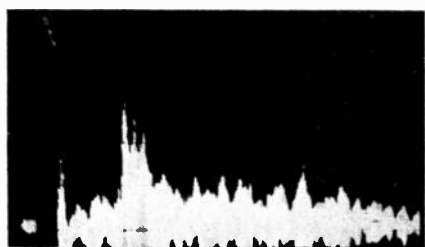


FIG. 11

loge que les musiciens accusaient de donner des échos malgré certains travaux d'assourdissement.

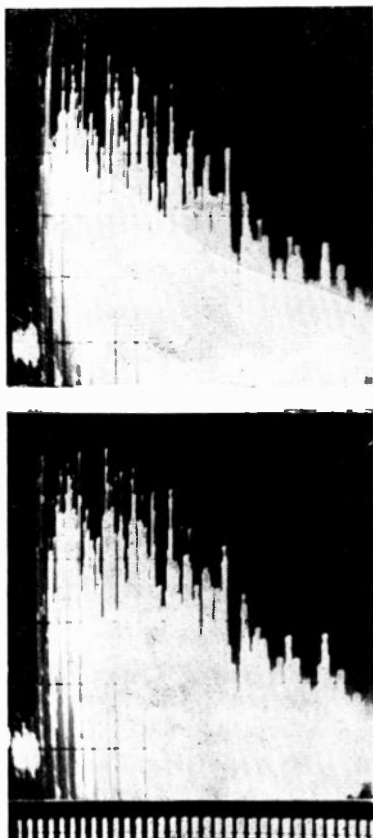


FIG. 12

Nous trouvons en effet une réflexion nettement marquée. Et si nous comparons les figures 10 et 11

nous voyons que c'est précisément l'une de celles qui se détachaient en 10.

Devons nous considérer la figure d'enregistrement d'un top comme constante et caractérisant une salle ? Il y a deux mois j'aurais répondu catégoriquement oui. Depuis lors j'ai rencontré successivement deux exceptions. Je n'ai pas encore pu me former une opinion sur la cause de ces exceptions. Il me semble que les tops excitaient des eigentone à très basse fréquence pour lesquels la salle était fort peu amortie.

La figure 12 donne encore deux enregistrements successifs dans un théâtre. Le top est émis au po-

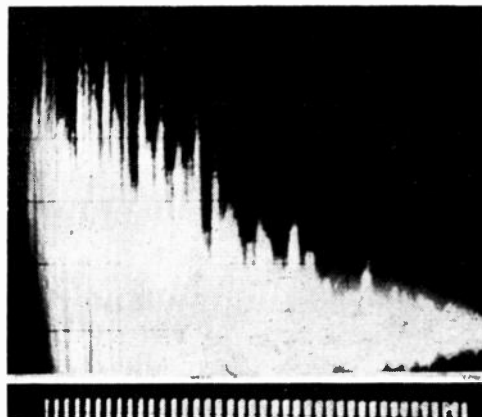


FIG. 13

dium à 1 m en retrait du rideau. Le micro se trouve au premier balcon. Remarquer l'extrême similitude des deux enregistrements. Observer notamment les deux petites pointes à 100 et 60 ms du maximum initial.



FIG. 14 a, 14 b, 14 c

La figure 12 bis donne six enregistrements identiques aux précédents superposés sur le même film. On remarquera que les deux pointes sont encore là et se superposent parfaitement. Or leur durée n'est qu'une fraction de milliseconde. La concordance est donc remarquable.

Y a-t-il une relation entre la forme de ces enregistrements et la qualité de la salle ? Sans aucun doute. Il serait imprudent de trop préciser, car ces essais n'ont encore que deux à trois ans d'existence. Mais il semble bien que des pointes émergentes comme celles de la figure 10 sont à proscrire.

Les figures suivantes sont une comparaison entre les résultats d'un essai sur maquette, à la cuve à rides, et un essai par top logarithmique dans la salle réalisée.

Les figures 14 représentent la coupe longitudinale. Le générateur est au proscenium. (a), (b)

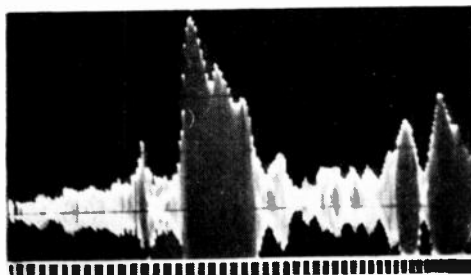


FIG. 15

et (c) sont trois photos successives de positions d'ondes. En (c) nous constatons que l'espace du podium renvoie vers la salle trois réflexions successives.

La figure 15 est un fragment d'enregistrement pris dans la salle, HP au même endroit que dans la maquette, mais un peu déporté vers la gauche de la scène. Le micro est un peu à droite. On distingue nettement les trois échos.

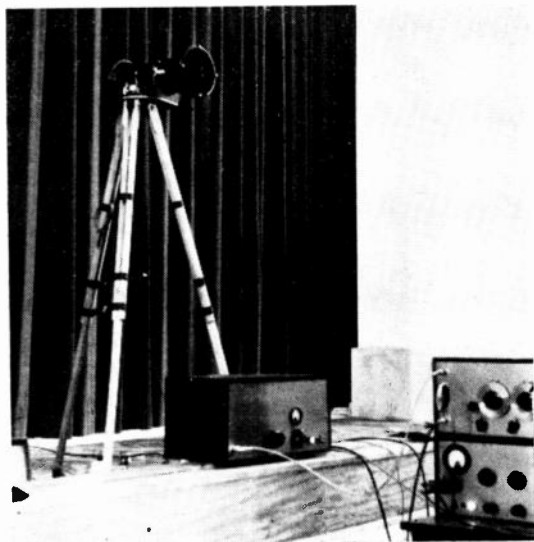


FIG. 16

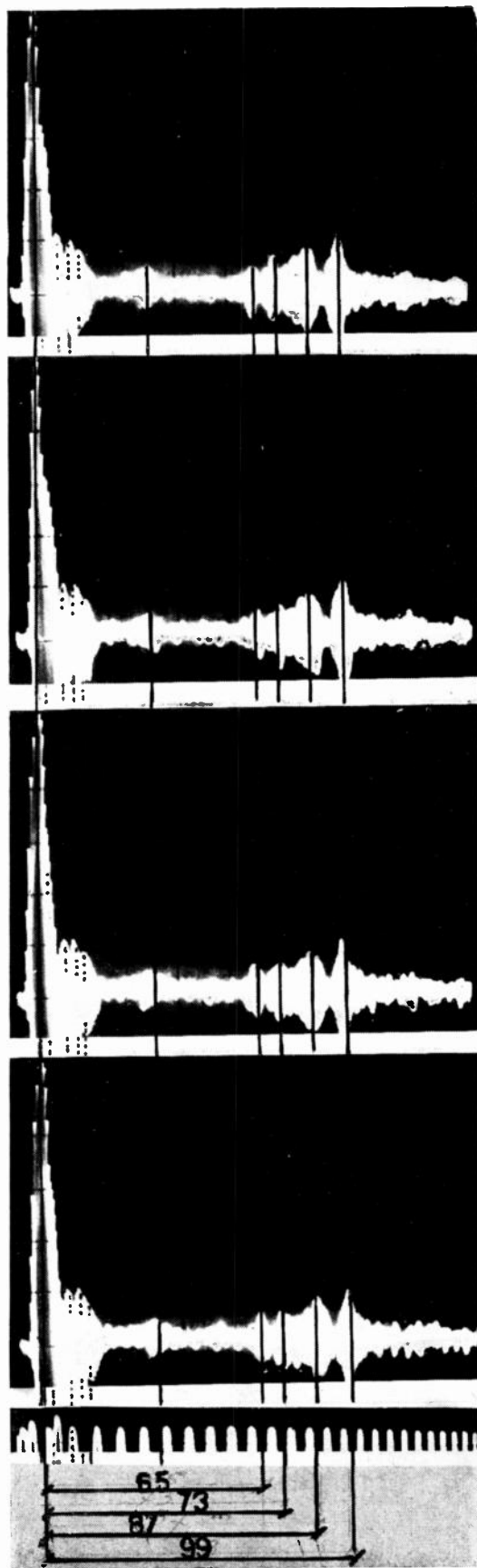


FIG. 17

Ceci nous montre que des réflexions de tops suivant des trajectoires dont les longueurs ne diffèrent que de quelques mètres entre elles peuvent être séparées à l'enregistrement.

Nous pouvons donc émettre un top, enregistrer les réflexions, transformer en longueurs les temps qui le séparent du top initial et ainsi localiser les parois qui les provoquent. Vous avez reconnu le principe du radar.

Le radar.

La figure 16 représente l'installation en batterie. Au premier plan sont les appareils générateurs de tops électriques. Le HP est sur le trépied. Le micro est, pour l'expérience en cours, sur le même trépied. L'oscillographe n'est pas sur la photo.

La figure 17 est un enregistrement pris par l'installation photographiée. La figure 18 a est une prise de l'écho à plus grande échelle de temps. La mise à échelle des distances nous a fait accuser les lambris du fond et la porte d'entrée. Nous avons simplement suspendu quatre couvertures d'autos sans faire aucune draperie devant la porte, soit moins de la moitié de la largeur du fond. Nous avons obtenu la figure 18 b. La comparaison de 18 a, et b est concluante.

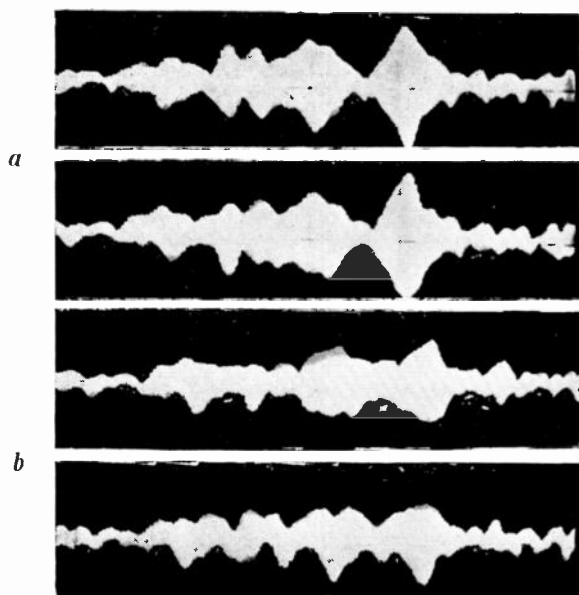


FIG. 18 a et 18 b

III. LES MATÉRIAUX ET LEURS ESSAIS

Les progrès de ces dernières années portent principalement sur les matériaux absorbants.

Certains dispositifs absorbants répondent à la nécessité de répartir plus uniformément l'absorption sur l'ensemble du spectre sonore. De nombreux éléments absorbants toujours présents dans les salles, comme les tapis, les sièges et le public, sont peu absorbants aux basses fréquences. Il faut donc trouver des produits ou des dispositifs compensateurs qui absorbent principalement ces sons graves et négligent les sons aigus.

Un premier dispositif est le résonateur de Helmholtz. On a commencé par constater qu'il était déjà connu et utilisé dans des églises du 11^e siècle notamment dans le sud de la France. Dans ces bâtiments, il est appliqué sous forme de cavités creusées dans les pierres.

Tout récemment il a été appliqué dans des salles de conférences, sous forme de cavités dans un plafond de béton. Le mode de réalisation est élégant. On a pris des bouteilles à lait en verre et on les a utilisées comme coffrages perdus encastrés dans le béton (Bruel).

Nous devons cependant appliquer ce remède avec une très grande prudence. Ces résonateurs sont trop sélectifs. Si l'on ne s'en sert pas judicieusement, on n'absorbe qu'une bande étroite de fréquences. L'influence sur la réverbération de la salle est trop limitée. Mais la déformation de l'audition est très forte.

Une autre solution est le panneau élastique. Ce panneau, en bois ou en fibrociment, a une fréquence propre convenable. Les sons graves le font vibrer et absorber de l'énergie. On le place à une distance de quelques cm du mur. L'espace libre est plus ou moins rempli d'ouate pour créer un amortissement et éviter les résonances trop aiguës.

Ce dispositif donne des courbes d'absorption excellentes. On obtient un coefficient égal à 0,2 au bas du spectre et diminuant progressivement à mesure que les fréquences augmentent pour être négligeable vers 500 Hz.

Ce procédé a également des défauts. Le calcul des dimensions est très hasardeux. Les caractéristiques dépendent trop des conditions de pose et de la main d'œuvre. Enfin, on n'a pas encore eu le temps de vérifier la permanence, au cours des années, des caractéristiques acoustiques des panneaux de bois simplement fixés par les bords.

Une autre catégorie d'absorbants répond aux désirs de l'architecture moderne. Cette dernière requiert de grandes parois plus ou moins rugueuses, uniformes et sans joints apparents. Les enduits poreux répondent à cette demande.

Il en existait depuis longtemps, mais ils étaient tellement plastiques qu'il suffisait de les toucher du doigt pour faire une marque indélébile. Ce problème est résolu par divers fabricants. Les produits actuels sont raisonnablement durs. On peut les teindre dans la masse. Leur défaut est encore que leurs propriétés dépendent de l'ouvrier qui prépare le mélange et qui le pose.

Ces deux derniers exemples démontrent la nécessité de pouvoir mesurer le coefficient d'absorption d'un revêtement mis en place. Malheureusement, aucune méthode classique ne le permet.

Nous avons, il y a quelques années, fait de notre mieux en appliquant un tube de Rayleigh contre le mur. C'est souvent très incommode, et cela peut abîmer l'enduit. Le procédé n'est d'ailleurs pas applicable pour des panneaux vibrants de 70 cm de côté au minimum.

Il existe encore des dispositifs appliquant un haut-parleur à peu près directement contre le revêtement considéré. On mesure la pression acoustique dans l'enceinte restreinte ainsi formée. L'en-

semble peut être étalonné pour donner le coefficient d'absorption en lecture directe. C'est très bien, mais si le revêtement est rugueux il faut mastiquer le joint, et le revêtement est abîmé. Il n'est pas non plus question d'utiliser cet appareil pour le panneaux élastiques.

Ce que nous connaissons de mieux actuellement est représenté à la figure 19. Cela se ramène à utiliser le radar. On le place à courte distance, pour ne

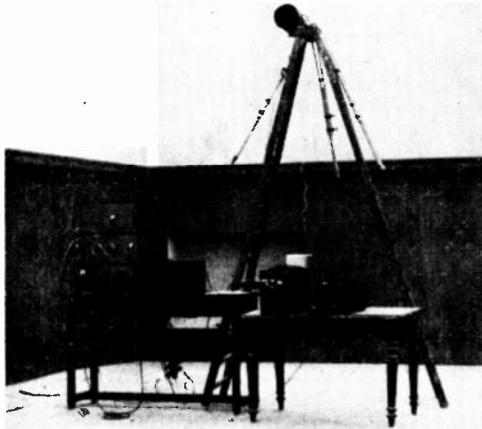


FIG. 19

frapper qu'un élément déterminé de paroi. On étalonne l'appareil en le plaçant face à une paroi réfléchissante.

Cet étalonnage donne une première série d'enregistrements de la forme de la figure 20 a. Après cela on place l'ensemble HP-micro face à la paroi examinée, à même distance. On obtient des enregis-

trements du type 20 b. La comparaison des deux séries d'observations donne le coefficient cherché.

Les enduits absorbants donnent la plus grande liberté pour la décoration des salles. Citons un dernier cas :

Il s'agit d'une église de style roman. Comme dans tous les bâtiments de ce style, l'acoustique est infernale. L'étude de sa correction nous a fait conclure qu'une grande partie de sa surface devait être recouverte d'un enduit avec $\alpha \approx 0,3$ environ.

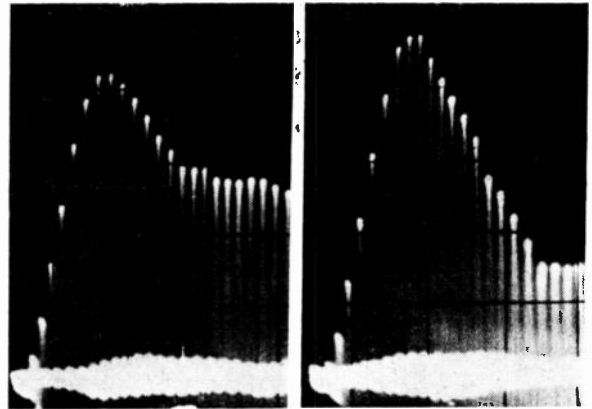


FIG. 20 a et 20 b

Mais d'autre part, pour terminer l'église, on désire peindre des personnages sacrés, dans un style de fresques primitives, sur ces mêmes parois.

L'artiste peintre, très compréhensif, et moi-même nous sommes mis à chercher des procédés de peinture et à vérifier leurs effets sur divers enduits. Nous avons finalement trouvé une solution facilement réalisable. Les ors des auréoles chatoient même mieux sur l'absorbant que sur les enduits ordinaires.

LA MODULATION DE FRÉQUENCE EN ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE

PAR

Jean PUJOLLE

Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion française

ET

Roger LAMORAL

Ingénieur de la Radiodiffusion française

Master of Science de l'Université d'Harvard

1. — INTRODUCTION

La principale caractéristique acoustique d'une salle est son temps de réverbération, lequel a été défini comme la durée d'extinction d'un son arrêté brusquement alors qu'il avait une intensité égale à 10^6 fois sa valeur au seuil d'audibilité.

La mesure du temps de réverbération d'une salle permet de calculer les valeurs des coefficients d'absorption des matériaux formant le revêtement des parois de la salle. Ces mesures s'effectuent généralement dans une salle aux parois réfléchissantes, dite salle réverbérante : on mesure le temps de réverbération lorsque les parois sont nues, puis après avoir recouvert une partie d'entre elles du matériau absorbant.

Dès le début de l'utilisation de cette méthode, les techniciens recherchèrent une source sonore remplissant la salle avec une énergie distribuée de façon homogène, de telle sorte que, après l'arrêt de la source, la décroissance du son soit bien régulière et permette de calculer le temps de réverbération de manière aussi précise que possible.

Plusieurs types de sources ont été essayés et utilisés couramment :

1° Un son de bande, tel que celui produit par un souffle de lampe dont le spectre est continu et s'étend sur toute la gamme des sons audibles ;

2° Un son bref, tel que celui produit par un claquoir en bois, dont le spectre est aussi continu et assez large ;

3° Un son produit par un générateur basse fréquence, dont la fréquence est modulée, dit son hululé.

Chacune de ces sources présente à la fois des avantages et des inconvénients. Le claquoir travaille en régime impulsionnel, manque légèrement d'énergie dans les fréquences basses, mais est d'une mise en

œuvre facile ; le souffle de lampe a un spectre intéressant toutes les fréquences, mais il donne un bruit fluctuant qui doit être découpé en bandes assez étroites. Le son hululé est stable mais il ne produit pas toujours une décroissance régulière du son dans les salles : il faut choisir la modulation de fréquence convenable à chaque fréquence utilisée ; c'est ce but que nous avons en vue lorsque nous avons entrepris les essais décrits ici.

II. — ÉTUDE DES SPECTRES DE FRÉQUENCES

Étudions donc la décomposition en série d'une oscillation entretenue modulée en fréquence :

$$\pi = \Pi \sin [f(t)] \text{ de pulsation instantanée } \Omega_i = \frac{d}{dt} f(t)$$

la pulsation instantanée est ici :

$$\Omega_i = \omega + \Delta\omega \cos pt \text{ où } \omega \text{ est la pulsation de la porteuse}$$

$\Delta\omega$ est l'excursion de la pulsation
 p est la pulsation de modulation

la pression instantanée π est donc :

$$\begin{aligned} \pi &= \Pi \sin \left(\omega t + \frac{\Delta\omega}{p} \sin pt \right) \\ &= \Pi \sin \omega t \cos \left(\frac{\Delta\omega}{p} \sin pt \right) + \cos \omega t \sin \left(\frac{\Delta\omega}{p} \sin pt \right) \end{aligned}$$

Il faut utiliser les formules de Neumann qui suivent pour continuer la décomposition :

$$\cos(Z \sin \theta) = J_0(Z) + 2[J_2(Z) \cos 2\theta + J_4(Z) \cos 4\theta + \dots]$$

$$\text{et } \sin(Z \sin \theta) = 2[J_1(Z) \sin \theta + J_3(Z) \sin 3\theta + \dots]$$

$J_n(Z)$ est la fonction de Bessel de première espèce et de n^e ordre.

Par conséquent la pression π peut s'écrire :

$$\pi = \Pi \left\{ J_0 \left(\frac{\Delta\omega}{p} \right) \sin \omega t + 2 \left[J_1 \left(\frac{\Delta\omega}{p} \right) \sin pt \cos \omega t + J_2 \left(\frac{\Delta\omega}{p} \right) \cos 2 pt \sin \omega t + J_3 \left(\frac{\Delta\omega}{p} \right) \sin 3 pt \cos \omega t + J_4 \left(\frac{\Delta\omega}{p} \right) \cos 4 pt \sin \omega t + \dots \right] \right\}$$

ou encore :

$$\pi = \Pi \left\{ J_0 \left(\frac{\Delta\omega}{p} \right) \sin \omega t + J_1 \left(\frac{\Delta\omega}{p} \right) [\sin (\omega + p) t - \sin (\omega - p) t] + J_2 \left(\frac{\Delta\omega}{p} \right) [\sin (\omega + 2p) t + \sin (\omega - 2p) t] + \dots \right\}$$

Il s'agit donc d'un spectre discontinu de fréquences dans le cas d'une modulation sinusoïdale.

Les fréquences composantes correspondent aux pulsations :

$$\omega, \omega \pm p, \omega \pm 2p, \omega \pm 3p, \text{ etc...}$$

les amplitudes sont données par les fonctions de Bessel correspondantes que nous avons pour coefficients, lesquelles peuvent être calculées aisément avec une table de fonctions de Bessel pour les valeurs choisies de $\frac{\Delta\omega}{p}$. Cette dernière quantité est appelée l'indice de modulation.

Sur les figures 1 ont été tracés les spectres pour quelques valeurs de $\frac{\Delta\omega}{p}$.

Il ressort de l'examen de ces figures, que l'on obtient des spectres réguliers, but de notre recherche pour $\frac{\Delta\omega}{p} = 1,5$ ou 6.

III. — RECHERCHE DES VALEURS OPTIMALES DE MODULATION

Il restait à faire des essais systématiques de dispersion pour des mesures de temps de réverbération en prenant diverses valeurs de $\Delta\omega$ et p nous donnant

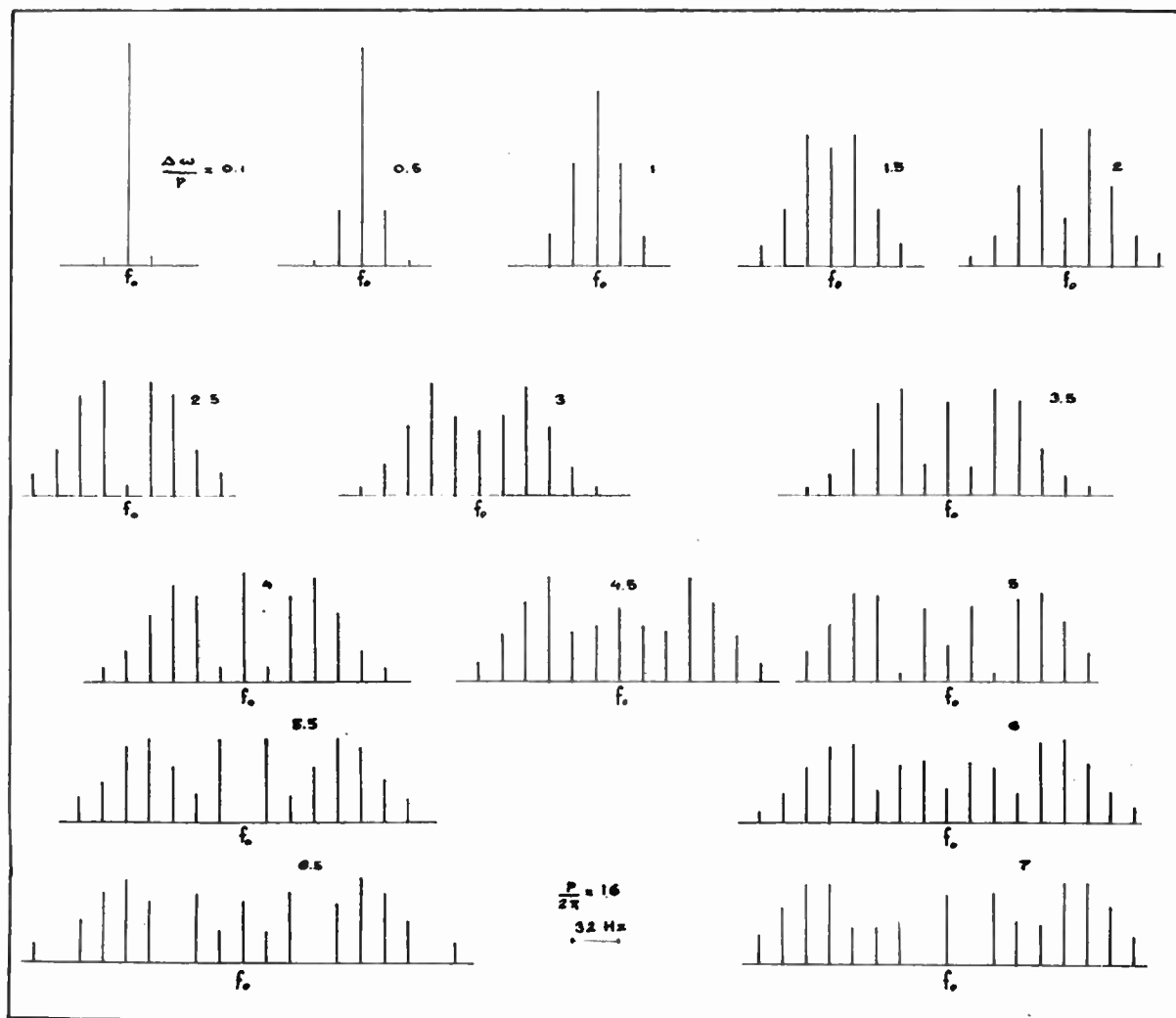


FIG. 1

les rapports 1,5 et 6 déterminés ci-dessus et choisir pour chaque fréquence standard (125, 250, 500, 1 000, 2 000, 4 000 Hz) $\Delta\omega$ et p donnant :

- une décroissance de l'intensité sonore aussi régulière et aussi facile à lire que possible.
- le coefficient d'erreur le plus faible.

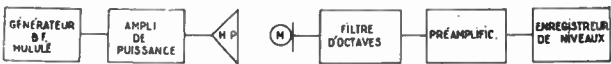


FIG. 2

Les essais furent effectués dans une grande chambre réverbérante de 216 m³ avec le montage classique de la figure 2.

TABLEAU I

Fréq. en Hz	Excursion en Hz	Fréq. modul. $\frac{P}{2\pi}$	$\frac{\Delta\omega}{P}$	T. moy. pour 10 mesures	Erreur relat. max. en %	Allure de la décroissance	Encombrement de fréq. en Hz
125	6	4	1.5	11.8	27.	M	+ 8
	12	8	1.5	15.3	6.5	B	+ 16
	24	16	1.5	13.8	15.	B	+ 32
	24	4	6.			M	+ 28
	48	8	6.	12.9	9.3	B	+ 56
250	6	4	1.5	9.3	7.5	B	+ 8
	12	8	1.5	7.9	24.	AB —	+ 16
	24	16	1.5	9.5	6.3	B	+ 32
	24	4	6.	10.8	12.	AB —	+ 28
	48	8	6.	9.5	5.2	TB	+ 56
500	96	16	6.	9.3	5.4	TB	+ 112
	6	4	1.5			M	+ 8
	12	8	1.5			M	+ 16
	24	16	1.5	6.8	8.8	AB	+ 32
	24	4	6.			M	+ 28
1 000	48	8	6.	7.2	4.2	B +	+ 56
	96	16	6.	7.5	5.3	TB	+ 112
	6	4	1.5	2.5	40.	M	+ 8
	12	8	1.5	3.7	8.1	AB	+ 16
	24	16	1.5	2.2	13.7	M	+ 32
2 000	24	4	6.	5.3	6.	AB	+ 28
	48	8	6.	5.	4.	TB	+ 56
	96	16	6.	5.	10.	TB	+ 112
	200	32	6.	5.	10.	TB	+ 224
	6	4	1.5	3.	23.	M	+ 8
4 000	12	8	1.5	2.1	28.	AB —	+ 16
	24	16	1.5	4.2	29.	AB —	+ 32
	24	4	6.			M	+ 28
	48	8	6.	4.8	16.5	B	+ 56
	96	16	6.	4.5	6.7	TB	+ 112
	200	32	6.	4.4	6.8	TB	+ 224
	6	4	1.5	1.7	7.5	AB +	+ 8
	12	8	1.5	2.3	27.	AB —	+ 16
	24	16	1.5	3.	13.	AB	+ 32
	24	4	6.			M	+ 28
	48	8	6.	2.25	6.7	TB	+ 56
	96	16	6.	2.3	4.3	TB	+ 112
	200	32	6.	2.45	2	TB	+ 224

Les résultats sont consignés dans le tableau I. On y a porté pour chaque essai le temps de réverbération moyen pour 10 mesures effectuées dans la même position du microphone et du haut-parleur.

— L'écart maximum en pour cent de part et d'autre du temps moyen des temps de réverbération enregistrés.

— Un indice qui caractérise l'allure de la courbe de décroissance du son.

— M lorsque cette courbe est très accidentée et qu'il est très difficile de lui trouver une pente moyenne.

— AB lorsque les accidents de la courbe sont moins prononcés.

— B lorsqu'on peut facilement trouver une droite inclinée dont la courbe s'éloigne peu, tout en gardant encore des accidents.

— TB lorsque la courbe de décroissance est voisine d'une droite.

— enfin dans la dernière colonne on a donné l'écartement en fréquences des raies les plus éloignées du spectre de part et d'autre de la raie centrale.

La lecture de ces résultats conduit à prendre pour caractéristiques de la modulation, les valeurs données par le tableau II.

TABLEAU II

Fréquence de la porteuse en Hz	Excursion en Hz	Fréquence de modul.	Encombrement de fréquence en Hz
125	+ 12	8	+ 16
250	+ 48	8	+ 56
500	+ 48	8	+ 56
1 000	+ 48	8	+ 56
2 000	+ 96	16	+ 112
4 000	+ 200	32	+ 224

On remarquera que chaque fois que l'appréciation concernant « l'allure » de la courbe de décroissance est bonne, les moyennes sont voisines et l'erreur assez faible ; ceci tient aux imprécisions de la lecture dans le cas d'une décroissance irrégulière d'où des valeurs erronées, très différentes de celles obtenues avec les excursions et fréquences de modulation retenues (tableau II).

Notons qu'avec l'hétérodyne hululée on peut véritablement parler de coefficient d'absorption à une fréquence donnée, vu le faible encombrement relatif du spectre (sauf à 250 H) ; ceci est un des avantages marqués de cette méthode sur celle du claquoir qui, donne en fait le coefficient d'absorption à une fréquence « quelque part dans une octave » (3 200-6 400 Hz par exemple) ce qui manque quelque peu de précision, et malheureusement les filtres 1/3 d'octave semblent difficiles à utiliser avec le claquoir vu son manque d'énergie dans les fréquences basses.

DEUX APPLICATIONS DE LA NOTION DE DISTORSION SPATIALE

PAR

J. BERNHART

Chef du Service de la Prise de Son à la « Radiodiffusion Française »

INTRODUCTION

L'utilisation presque exclusive des chaînes classiques de transmission électro-acoustique avec un seul canal a eu, entre autres, comme conséquences de limiter l'étude des défauts relatifs à ces chaînes aux notions classiques de :

- distorsion amplitude fréquence ;
- distorsion harmonique et sons différentiels ;
- distorsion volumétrique ;
- distorsion de phase et reproduction des régimes transitoires.

D'une façon générale, on a négligé la notion de distorsion spatiale.

Nous considérons comme distorsion spatiale tous les défauts de reproduction qui entravent, tant à la prise de son qu'au cours de la transmission et à la reproduction, l'effet directionnel permettant le repérage spatial des sons.

Nous limiterons la présente étude à deux aspects particuliers de ce défaut :

- la distorsion spatiale introduite à l'origine de la chaîne par les méthodes de prises de son classiques. La reproduction stéréophonique étant considérée comme un cas particulier,
- la distorsion spatiale à la reproduction des sons.

LA DISTORSION SPATIALE A L'ORIGINE DE LA CHAÎNE DE TRANSMISSION

I — CAS D'UNE CHAÎNE CLASSIQUE DE TRANSMISSION A UN SEUL CANAL

Ce problème a déjà été étudié (1). Résumons simplement :

a) Tout repérage directionnel de la source est supprimé. C'est une première forme de distorsion spatiale. La perspective sonore au travers du microphone est une perspective fausse et purement convention-

nelle. La notion de distance apparente de la source est accentuée par rapport à la distance réelle qui sépare la source sonore du microphone et telle que nous la percevons normalement à l'audition directe. Au travers du microphone, on peut localiser dans l'espace plusieurs sources placées dans des « plans sonores » différents. Au fur et à mesure que la source se déplace du « gros plan » vers le « plan d'atmosphère », la grandeur apparente de l'enceinte acoustique augmente, et inversement la grandeur apparente de la source diminue. Cette variation de plans sonores est directement fonction de la valeur du rapport : G densité des sons directs / densité des sons réverbérés (1)

$$G = \frac{13,8 V}{4 \pi c d^2 T_r}$$

V = Volume de la salle

d = distance source sonore collecteur

T_r = temps de réverbération

c = célérité du son

Les deux fonctions : grandeur apparente de l'enceinte acoustique et celle de la source varient d'une façon continue en fonction de d . Elles passent par un point critique correspondant au plan de « présence naturelle ». Nous avons montré que cette valeur critique pour la parole est atteinte lorsque $G = 1$.

b) Non seulement la perspective apparente au travers du microphone est altérée mais en outre, ce dernier prive l'auditeur d'une de ses facultés les plus utiles, faculté que l'on a coutume d'appeler « écoute intelligente ». En effet, cette facilité de concentration de notre attention auditive vers un son utile exige à la base la possibilité d'un repérage directionnel dans l'espace.

Ainsi tout système de retransmission qui supprime ou diminue le repérage directionnel des sons utiles affaiblit les facilités d'écoute intelligente, diminue

(1) Plans sonores : Traité de prise de son. J. Bernhart (Edition Eyrolles).

l'intelligibilité du texte et accuse les défauts de la réverbération du local de prise de son et de reproduction. C'est dans cet esprit qu'il faut avant tout parler d'une écriture musicale, spécialement destinée au microphone et, dans le même sens, on peut établir un parallèle entre les modes de traitements acoustiques d'un studio et les principes de réalisation d'une salle de concert ou d'une salle de conférence.

II — TRANSMISSION STÉRÉOPHONIQUE.

Les principes de ces procédés classiques de transmission stéréophonique sont connus ainsi que les expériences préliminaires : repérer une source sonore dans l'espace revient à apprécier de quelle direction nous parvient un son donné et à quelle distance se trouve placée la source. Ce sont nos facultés d'écoute dirigée qui sont les mieux développées. Elles sont dues simultanément :

— aux différences d'intensité perçues par chaque oreille (courbes de diffractions relevées par SIVIAN et WHITE) ;

— à la différence de phase entre les ondes sonores parvenant à chacune de nos deux oreilles ;

— pour les sons brefs, à la différence de temps entre ces deux ondes sonores.

Les expérimentateurs ont été guidés jusqu'à présent par le souci de restituer intégralement l'ensemble de ces conditions que régit l'écoute binaurculaire. Le premier procédé venant à l'esprit consiste, bien entendu, à employer une tête artificielle et à remplacer les deux oreilles par deux microphones reliés chacun à une chaîne autonome de reproduction. Un autre procédé classique cherche à recréer l'effet de diffraction introduit par la tête artificielle en faisant intervenir les courbes de réponse directionnelle des microphones, (par exemple un microphone à pression du type « bobine mobile » tel que le Western 618 A)

En ce qui concerne la technique de la prise de son, tous ces procédés sont à considérer comme des moyens de transmission purement passifs, par conséquent, dénués de toute souplesse et dans une certaine mesure, comme une solution en régression par rapport aux avantages « expressifs » que nous avait apporté l'écoute microphonique mocoaurculaire (notamment les effets de gros plan et de plan d'atmosphère).

En collaboration avec J.W. GARRETT, nous avons, il y a deux ans, repris l'étude de la stéréophonie en vérifiant d'abord chacun des paramètres : différence d'intensité et différence de phase :

— L'expérience nous a montré que la variation de l'intensité à elle seule était suffisante pour créer l'illusion du déplacement de localisation dans l'espace.

— Des relevés statistiques sur plusieurs observateurs nous ont montré que le minimum de déviation angulaire perceptible, quels que soient la fréquence et les paramètres mis en cause (intensité ou phase), est de 3 degrés.

— Une différence d'intensité d'un demi-décibel entre la perception de chaque oreille correspond à ce seuil de perception angulaire.

Ce dernier résultat est à première vue paradoxal. On admet en moyenne que l'oreille est tout au plus sensible à une variation de niveau sonore de un à deux décibels. *Il en résulte donc, que nos facultés de repérage directionnel sont en moyenne trois fois plus sensibles toutes proportions gardées, par comparaison avec la sensibilité de l'oreille à la variation du niveau sonore.*

Ce principe de base une fois admis, on comprendra l'importance primordiale que doit revêtir toute étude des différents genres de distorsion spatiale. Il serait déplacé ici, d'établir un parallèle entre le nombre restreint de recherches sur la distorsion spatiale et le volume impressionnant d'études, de mesures de laboratoire faites à ce jour sous l'optique : « distorsion amplitude-fréquence ».

Stéréophonie dirigée.

Puisque la différence d'intensité à elle seule, entre deux canaux de reproduction, est susceptible de créer le déplacement de la source image, il en découle immédiatement le principe du procédé nouveau de reproduction stéréophonique BREVET, BERNHART-GARRETT : à partir d'un ou plusieurs collecteurs sonores (qu'il s'agisse de microphones, pick-up, magnétophones, voire même retour de la modulation d'une chambre d'échos) la modulation est divisée au départ en deux voies autonomes : on règle indépendamment les niveaux électriques sur chacune des voies à l'aide de deux potentiomètres convenablement conjugués (1).

Applications de la réduction de la distorsion spatiale au moyen de la transmission stéréophonique.

Outre les avantages de la stéréophonie sur le plan purement visuel et spectaculaire, rappelons ses propriétés essentiellement acoustiques. Elles illustrent bien la notion de distorsion spatiale :

a) — Du point de vue « écoute intelligente », on retrouve en grande partie le phénomène de l'espace de présence mis en valeur par BEKESY, en particulier, la réverbération apparente du studio paraît plus faible. De plus, il résulte du rétablissement même partiel de l'espace de présence, une diminution considérable de l'effet de masque entre les diverses fréquences issues de directions différentes. Par exemple, nous avons pu faire l'expérience suivante : quatre interprètes lisaient chacun un texte différent. En les séparant dans l'espace au moyen du procédé stéréophonique, il était très facile de concentrer notre attention à volonté sur n'importe lequel d'entre eux : ce résultat est impossible à atteindre en utilisant une seule chaîne microphonique.

b) — En second lieu, les sons prennent un volume

(1) Ce procédé a été employé pour la réalisation de :

— la production : « Une larme du diable », d'après Th. GAUTHIER, présentée au Prix ITALIA 1951 et diffusée en stéréophonie sur les antennes des Chaînes Parisienne et P.I. de la R.D.F.

— de la musique de scène de Maurice JARRE dans la pièce « NUCLÉA » présentée au théâtre Chaillot par le T.N.P.

— la diffusion des « Très riches heures de Chambord » en stéréophonie lors des illuminations du Château de Chambord.

— la présentation de la « Musique concrète » de P. SCHAEFFER sous la forme de « musique spatiale ».

dans l'espace. Ainsi disparaît totalement l'aspect agressivement ponctuel d'un haut-parleur unique.

c) — Dans le domaine subjectif, ce qui frappe le plus l'auditeur non averti, est l'impression d'une voix qui se matérialise à vos côtés. Elle est à tel point « présente » qu'il suffirait — semble-t-il — d'étendre le bras pour atteindre le visage de celui qui parle. D'ailleurs, le réalisme est plus accru encore si l'on tourne le dos au groupe de haut-parleurs.

LA DISTORSION SPATIALE A LA REPRODUCTION DES SONS

Ce serait une grave erreur de dire que le repérage spatial n'intervient pas à l'écoute d'un haut-parleur avec une chaîne classique de transmission, sous prétexte qu'il ne s'agit que d'un seul canal et que de ce fait même, à la prise de son on a supprimé toute faculté de repérage directionnel. Le problème se pose à nouveau pour tout auditeur face à un haut-parleur.

Il a toujours été convenu que le haut-parleur est un des organes les plus mauvais de toute la chaîne de transmission. Ces dernières années, des études importantes ont porté sur cet élément : on a cherché à étendre la gamme de fréquence, et la qualité des phénomènes transitoires est mesurable. Tout récemment, un mouvement très net s'est dessiné pour améliorer la qualité de diffusion spatiale du haut-parleur et donner un relief plus naturel pour éviter ce défaut majeur, à savoir l'impression d'une source ponctuelle :

Dans cet esprit, nous avons entendu il y a deux mois, dans les Laboratoires du N.W.D.R. un ensemble composé de douze éléments répartis sur un contour sphérique et complétés d'un haut parleur pour les très basses fréquences.

On connaît également les récentes réalisations de haut-parleurs co-axiaux destinés, non seulement à augmenter la bande passante, mais également à donner une diffusion plus prononcée dans diverses directions.

En principe, le rayonnement d'un haut-parleur devrait être constant dans tout l'angle ouvert utile atteignant l'auditeur. Il est connu qu'une source sonore n'émet de rayonnement non dirigé que si ses dimensions linéaires sont petites par rapport à la longueur d'onde rayonnée. Pour la longueur d'onde λ l'effet directif (rapport de la pression acoustique P_θ rayonnée dans la direction θ à la pression P_0 suivant l'axe du haut-parleur a pour expression :

$$\frac{P_\theta}{P_0} = \frac{2 J_1 \left(\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta \right)}{\frac{2\pi a}{\lambda} \sin \theta}$$

a étant le diamètre de la membrane circulaire agissant comme un piston plat, J_1 étant la fonction de Bessel d'ordre 1. Les diagrammes de directivité des haut-parleurs à membranes coniques font bien apparaître cet effet de directivité aux hautes fréquences. Le rayonnement a lieu en grande partie par faisceaux (fig. 1).

Donc, pour remédier à ce défaut des haut-parleurs, il faut utiliser des sources sonores dont les dimensions sont très petites par rapport à la longueur d'ondes rayonnée. A l'opposé du spectre, le rayonnement des fréquences basses exige une surface rayonnante aussi grande que possible puisque la pression acoustique rayonnée est une fonction du flux acoustique Φ qui a pour expression :

$$\Phi = a \omega S$$

a_1 amplitude de déplacement de la surface de rayonnement,

S valeur de la surface rayonnante,

ω la fréquence.

Aux très basses fréquences, on est donc rapidement limité par l'amplitude maximum admissible. Ces deux conditions extrêmes conduisent pour le haut-parleur classique à des diagrammes de rayonnement extrêmement hétérogènes en fonction de la fréquence.

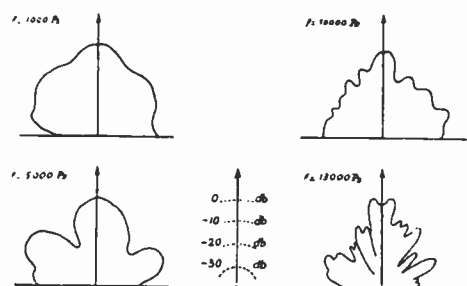


FIG. 1 — Diagrammes polaires du H.P. classique.

Toute modulation rayonnée par le haut-parleur se trouve donc « découpée » en une série de faisceaux sonores dont la directivité et le volume apparent sont différents pour chaque fréquence. Les très hautes fréquences se trouvent concentrées dans un lobe extrêmement étroit, dirigé suivant l'axe et au fur et à mesure que l'on considère les fréquences décroissant vers les basses, le haut-parleur rayonne dans l'espace des lobes dont l'ouverture augmente progressivement mais avec des irrégularités assez marquées.

Face à cette distorsion de directivité, l'oreille de l'auditeur éprouve une très grande difficulté pour effectuer un repérage directionnel bien marqué, à moins de se trouver rigoureusement dans l'axe et à une distance très rapprochée du haut-parleur, ce qui est contraire à toute écoute normale puisque dans cette position l'audition ne correspond pas aux conditions réelles d'audibilité à l'audition directe (la densité des sons directs étant excessive par rapport aux sons réverbérés dans le local d'écoute).

Du point de vue de l'écoute spatiale, un des plus grands défauts du haut-parleur classique consiste précisément dans le fait que l'on n'a pas une sensation précise de la direction d'où nous parvient le son. Cette localisation prend un caractère « impersonnel » dans l'espace.

Il faut considérer également un autre effet qui provoque des troubles très sensibles sur la directivité de rayonnement, à savoir « l'effet de champ rapproché ».

Pour les fréquences élevées, la longueur d'ondes rayonnées est petite par rapport aux dimensions de la surface rayonnante : les composantes du son provenant de chaque point élémentaire de la surface rayonnante atteignent avec des phases différentes les points rapprochés de la source sonore. Il en résulte un champ extrêmement compliqué accusant, non seulement de grandes et subites variations de pression acoustique, mais également une altération de directivité de tous les faisceaux à l'origine. Ceci est une des raisons premières pour laquelle on relève à l'audition, non seulement un affaiblissement de l'intensité rayonnée des fréquences aiguës, dès que l'on s'écarte de l'axe, mais également cette sensation de perte de la notion de direction d'où parvient le son.

Sur le plan subjectif, ces données se traduiront par les résultats suivants pour le haut-parleur classique :

- sonorité plate, sans relief et sans profondeur ;
- manque de présence de l'image sonore ;
- relief sonore qui manque de naturel ;
- intelligibilité plus difficile puisque l'écoute spatiale de l'auditeur est plus difficile.

LA CONQUE ELIPSON

Principes de la conque.

Le dispositif Elipson constitue un transformateur de rayonnement qui comporte deux éléments :

- une portion d'ellipsoïde destinée à la concentration et à la diffusion de toutes les fréquences au-dessus de 800 périodes ;
- un résonateur accordé formant baffle réflexe destiné à corriger et favoriser l'étalement des fréquences graves.

1° Caractéristique de l'ellipsoïde.

La figure 2 illustre le tracé de cet ellipsoïde :

Le centre de la bobine mobile du haut-parleur est placé à l'un des foyers de l'ellipse. Son axe passe par le point d'intersection du petit axe avec l'ellipsoïde allongé.

Considérons un faisceau sonore diffusé par la partie centrale du haut-parleur sous la forme d'un cône. Celui-ci découpe sur l'ellipsoïde une surface elliptique. Les réflexions viennent converger à nouveau vers l'autre foyer F' sous la forme d'un cône d'angle utile φ .

Le foyer de concentration F' se trouve donc en avant de la conque.

Pour l'auditeur placé dans le cône utile, tout se passe comme si l'ensemble des sons réfléchis, de fréquence supérieure à 800 périodes, se trouvait émis depuis ce foyer.

Les caractéristiques de l'ellipse sont déterminées d'après les paramètres suivants :

- la forme et les dimensions du pavillon du haut parleur.
- le point d'intersection du grand cercle du cône

du haut-parleur avec le plan vertical de la conque, définit un des points de l'ellipse.

— l'angle φ du cône utile de rayonnement.

On déduit de ces trois paramètres les caractéristiques géométriques de l'ellipse.

Choix de l'angle optimum d'utilisation.

Plusieurs considérations déterminent ce choix.

a) d'une part, l'utilisation du haut-parleur : suivant

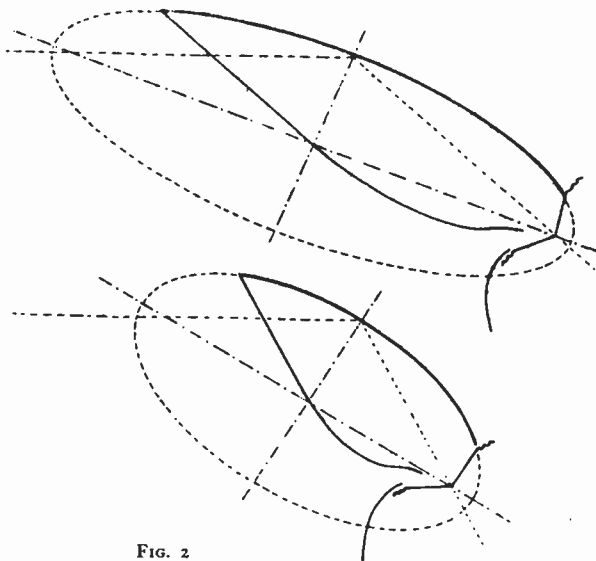


FIG. 2

que le haut-parleur est destiné à une écoute de contrôle, (par exemple dans une pièce de grandeur normale) ou employé comme élément de sonorisation dans une grande salle, on utilisera un angle plus ou moins ouvert. En effet, plus φ est petit, plus on concentre l'énergie sonore utile dans un angle solide restreint et son application s'impose lorsque l'on veut atteindre une grande surface de spectateurs répartis en profondeur. Dans une pièce plus petite, la distance étant beaucoup plus faible, la répartition doit être homogène dans un angle ouvert plus grand.

b) Par ailleurs, il n'y a pas intérêt à dépasser un angle d'ouverture (avec une seule conque) de 60 degrés, ce qui correspond à peu près à l'angle moyen des types courants de haut-parleurs du commerce.

Pratiquement, on prend $\varphi = 60$ degrés pour les conques destinées à des écoutes dans un petit local et 40 à 45 degrés pour les conques du type « sonorisation ».

Répartition de l'énergie sonore rayonnée.

Puisque nous avons envisagé la partie supérieure de la conque, nous traiterons donc d'abord pour le moment le problème du rayonnement des fréquences aiguës. Dans ce cas, nous pouvons admettre l'hypothèse suivante :

L'énergie envoyée par l'élément de membrane découpée entre deux cônes de révolution (admettant l'axe du haut-parleur comme axe) est entièrement émise à l'intérieur de ces deux cônes. Le haut-parleur est une sorte de série de sources coniques. Par suite

de l'absence pratique de diamètres nodaux dans la membrane aux fréquences aiguës, on peut admettre que la phase de la membrane est la même suivant une couronne dont l'axe est celui du haut-parleur.

On peut ainsi généraliser le concept de sources coniques introduit par LORD RAYLEIGH (*Theory of Sound* vol. 2. par. 280, p. 112).

Appelons $\varphi_1(\omega) = \frac{d\varphi}{d\omega}$ le potentiel des vitesses des points situés entre les deux cônes de révolution d'angle solide ω et $\omega + d\omega$ et soit $\frac{dA}{d\omega}$ l'amplitude de de dernier potentiel, dA étant aussi l'amplitude du flux de vitesse au point source à l'intérieur de ω et $\omega + d\omega$.

$$\varphi_1(\omega) = \frac{d\varphi}{d\omega} = -\frac{1}{r} \frac{dA}{d\omega} \cos K(at - r + \psi(\omega))$$

où : K désigne la quantité $\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)$

λ étant la longueur d'onde

r la distance à la source

a la célérité du son (notation de Lord RAYLEIGH).

$\psi(\omega)$ la variation de phase, comptée à partir de l'axe, $\psi(0) = 0$.

ω l'angle solide du cône intérieur.

$$\frac{\delta\varphi_1}{\delta t} = \frac{Ka}{r} \frac{dA}{d\omega} \sin K(at - r + \psi(\omega))$$

$$r^2 d\omega \frac{\delta\varphi_1}{\delta r} = dA [\cos(K(at - r + \psi)) - Kr \sin(K(at - r + \psi))]$$

la pression $\delta p = -\rho \frac{\delta\varphi_1}{\delta t}$ ρ étant la masse spécifique de l'air.

L'énergie émise par unité d'angle solide pour la portion comprise entre les deux cônes de révolution d'angle solide ω et $\omega + d\omega$ est donc :

$$\frac{\delta^2 W}{\delta\omega \delta t} = \delta\rho r^2 \frac{\delta\varphi_1}{\delta r}$$

$$\text{d'où } \frac{\delta^2 W}{\delta\omega \delta t} = -\rho \frac{Ka}{r} \left(\frac{dA}{d\omega}\right)^2 \sin K(at - r + \psi) \cos K(at - r + \psi)$$

$$+ \rho K^2 a \left(\frac{dA}{d\omega}\right)^2 \sin^2 K(at - r + \psi)$$

La valeur moyenne de $\frac{\delta^2 W}{\delta\omega \delta t}$

$$\text{est : } \frac{\overline{\delta^2 W}}{\delta\omega \delta t} = \rho \frac{K^2 a}{2} \left(\frac{dA}{d\omega}\right)^2$$

$$\text{Posons } \frac{\delta W}{\delta\omega} = W_1$$

$$\frac{\overline{\delta W_1}}{\delta t} = \rho \frac{K^2 a}{2} \left(\frac{dA}{d\omega}\right)^2$$

On voit donc que si l'on connaît $\frac{\overline{\delta W_1}}{\delta t}$ avec l'hypothèse faite sur le rayonnement du haut-parleur, l'énergie W_2 dans l'angle solide réfléchi $d\omega'$ est :

$$\frac{\overline{\delta W_2}}{\delta t} = \rho \frac{K^2 a}{2} \left(\frac{dA}{d\omega'}\right)^2 = \frac{\overline{\delta W_1}}{\delta t} \left(\frac{d\omega}{d\omega'}\right)^2$$

Le diagramme habituel des haut-parleurs donne

$$\frac{\overline{\delta W_1}}{\delta t} = f(\omega), \text{ on a donc : } \frac{\delta W_2}{\delta t} = \varphi(\omega') = f(\omega) \left(\frac{d\omega}{d\omega'}\right)^2$$

En connaissant $f(\omega)$ par son expression en décibels

$$10 \log_{10} \varphi(\omega') = 10 \log_{10} f(\omega) + 20 \log_{10} \frac{d\omega}{d\omega'}$$

$$\text{ou } \Phi(\omega') dB = F(\omega) dB + 20 \log_{10} \left(\frac{d\omega}{d\omega'}\right)$$

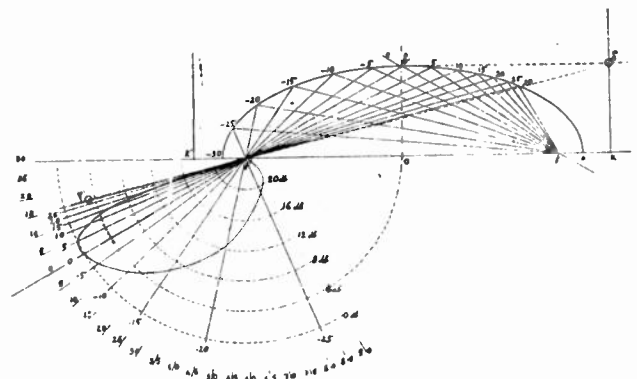


FIG. 3 — Diagramme de la conque

Diagramme de directivité de la conque

Il s'ensuit qu'en portant sur chacun des rayons réfléchis la quantité $20 \log_{10} \frac{d\omega}{d\omega'}$, nous aurons le diagramme de directivité de la conque à la sortie.

$$\text{or : } \frac{d\omega'}{d\omega} = \frac{\sin \beta d\beta}{\sin \alpha d\alpha} \quad \text{car } \begin{cases} \omega' = 2\pi(1 - \cos \beta) \\ \omega = 2\pi(1 - \cos \alpha) \end{cases}$$

On peut obtenir facilement, en différenciant $\cos \beta$ par rapport à α , la valeur de $\frac{d\omega'}{d\omega}$. On a :

$$\cos \beta = \frac{-2 \cos^2 \varphi + \cos \alpha (2 - \sin^2 \varphi)}{\sqrt{\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi (1 + \cos^2 \varphi - 2 \cos \alpha)}} \quad (\text{Voir calcul détaillé en annexe})$$

$$\frac{\sin \beta}{\sin \alpha} \frac{d\beta}{d\alpha} = \cos \beta \left[\frac{2 - \sin^2 \varphi}{-2 \cos^2 \varphi + \cos \alpha (2 - \sin^2 \varphi)} + \frac{2 \cos^2 \varphi (1 + \cos^2 \varphi - 2 \cos \alpha)}{\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi (1 + \cos^2 \varphi - 2 \cos \alpha)^2} \right] = \frac{d\omega'}{d\omega}$$

On peut donc tracer le diagramme de répartition des intensités des rayons réfléchis dans le plan d'utilisation de la conque.

Graphique de la figure 3.

Applications.

Ce résultat permet de déterminer l'inclinaison optimum de la conque dans une salle pour envoyer le maximum d'énergie sonore utile en direction des auditeurs.

Pratiquement :

1° Ce dispositif de rayonnement fait d'abord converger les ondes sonores vers un foyer (en réalité vers une plage focale) puisque nous avons raisonné ci-dessus pour le point situé rigoureusement au foyer. Bien entendu, ce raisonnement ne peut être qu'approché puisque en réalité la surface du haut-parleur n'est pas un point mais un cône. Toutefois, pour les fréquences élevées ce cône vibrant rayonne avec efficacité uniquement dans la partie centrale du haut-parleur ;

2° De plus, l'énergie sonore rayonnée est répartie d'une façon plus homogène à l'intérieur du cône utile de rayonnement au départ du foyer (ce qui la rend plus efficace vue du côté auditeur) découpant ainsi dans l'espace une plage utile, nettement définie, à l'intérieur de laquelle l'auditeur localise avec précision la direction de la source sonore ; d'où, cet effet de présence et d'intelligibilité accru.

Repérage directionnel avec un spectre de bruit blanc.

Comparons l'écoute d'un bruit blanc (dans la gamme 3 200 et 6 400 par exemple) rayonné par un haut-parleur sur baffle et par le même haut-parleur muni d'une conque. Le bruit blanc est filtré par un filtre d'octave. Cette expérience ne peut être réalisée avec un son d'hétérodyne puisque l'appréciation pour l'auditeur de la distance à laquelle la source se trouve (donc la localisation exacte de la source) ne peut se faire, ainsi que BEKESY l'a démontré. Rappelons que l'appréciation de distance d'une source nous est surtout donnée par le fait que la forme de l'onde de vitesse u des particules change dans la propagation puisque cette fonction est de la forme :

$$u = \frac{1}{\delta r^2} f \left(t - \frac{r}{c} \right) + \frac{1}{\delta c r} f' \left(t - \frac{r}{c} \right)$$

alors que la relation de la pression p ne contient que la dérivée de la fonction $f(t)$ qui représente la vitesse du flux de pulsation de la source en fonction du temps

$$4 \pi r \varphi = f \left(t - \frac{r}{c} \right)$$

Lorsque l'on envoie un son d'hétérodyne dans un haut-parleur placé dans une salle fermée, il est

pratiquement impossible de localiser l'emplacement du haut-parleur. En effet dans ce cas :

$$f(t) = f'(t)$$

Cette remarque, vue sous l'angle « distorsion spatiale » montre la nécessité de redonner également correctement les régimes transitoires. Tout affaiblissement dans ce sens diminue nos facultés de repérage exact dans l'espace de la source utile, en l'occurrence le haut-parleur qui nous intéresse ici.

Cette expérience du bruit blanc montre qu'un observateur se déplaçant dans un plan perpendiculaire à l'axe de rayonnement de la conque délimite avec précision l'angle utile de rayonnement. De plus, plaçons-nous par exemple à la limite gauche de séparation du cône, l'oreille droite repère avec une très grande précision la direction du son utile et l'oreille gauche perçoit un son affaibli (celui des sons réverbérés) que l'on peut également percevoir avec précision dans une autre direction (pour bien le mettre en valeur, il suffit de boucher et se déboucher alternativement l'oreille droite). De plus, en déplaçant insensiblement les deux oreilles de l'extérieur vers l'intérieur du cône, on constate avec une acuité très marquée une augmentation d'intensité du son utile rayonné par la conque.

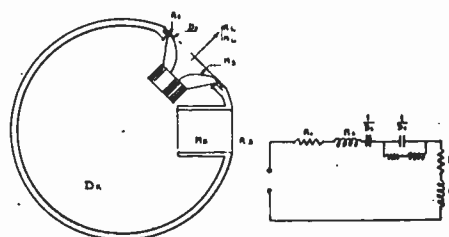


FIG. 4 — Schéma électrique H.P. avec évent inverseur de phase.

Essayons à présent de reprendre la même expérience avec un haut-parleur classique. On constate d'abord le caractère absolument diffus et impersonnel en tant que notion de repérage de directivité du son émis par le haut-parleur sur baffle. On ne peut à aucun moment délimiter avec précision un lobe ou un cône directif dans l'espace.

Dispositif baffle réflexe.

Ce dernier a la forme d'une sphère. C'est un résonateur accordé avec un évent. Le principe de ce système est connu : le montage de principe et le schéma électrique équivalent à ce dispositif sont résumés par la figure 4.

On voit qu'en agissant sur les paramètres R_B frottement de l'air dans l'évent, M_B masse d'air vibrant dans l'évent, on peut accorder ce système sur la fréquence de résonance propre du haut-parleur et diminuer ainsi le volume de ce résonateur en conservant la même inversion de phase. L'acuité de résonance du haut-parleur se trouve donc diminuée et la courbe se présente avec deux maxima sous une forme étalée.

La forme sphérique a été choisie parce qu'elle se raccordait le mieux avec la portion de l'ellipsoïde de révolution. De plus, cette forme, comme l'a montré OLSON récemment ⁽¹⁾ constitue la forme de baffle qui apporte le moins de perturbation sous forme de diffraction par la nature des contours et des bords (expérience d'OLSON d'un haut-parleur placé dans une sphère, un cube et des formes parallélépipédiques les plus diverses).

Courbe de réponse de l'ensemble.

Voici quelques courbes de réponse relevées dans l'axe avec le même haut-parleur placé sur baffle et avec la conque (fig. 5).

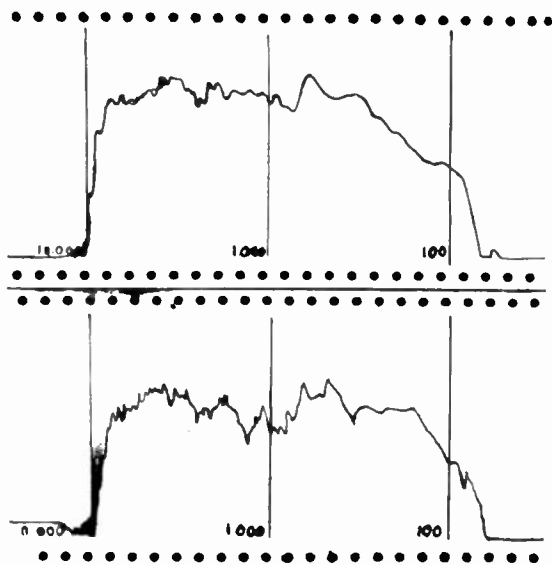


FIG. 5 — en haut : H.P. sur conque 70 S - Microphone dans l'axe distance 1 m.
en bas : H.P. sur baffle. - Microphone dans l'axe distance 1 m.

Remarques :

1° Le rayonnement avec la conque se traduit par une courbe (amplitude-fréquence) plus régulière pour l'ensemble des fréquences aiguës. Cette observation a été faite sur tous les modèles étudiés. La présence de cette surface réfléchissante au voisinage immédiat du haut-parleur change l'aspect du champ sonore par comparaison avec le même haut-parleur placé sur un baffle plan.

2° Nous avons fait allusion tout à l'heure au phénomène de plan rapproché et à ses effets de diffraction et de composition de phase très marqués. La composition de ce champ est altérée de ce fait.

3° De plus, la charge acoustique est différente si nous considérons la partie du cône sonore côté conque et la partie côté extérieur. Les irrégularités des courbes de réponse des haut-parleurs classiques sont en partie dues aux effets d'interférences qui se produisent dans le champ rapproché. Si nous raisonnons maintenant « énergie réactive », « énergie active », la conque apporte un gain sonore plus élevé, en moyenne trois à quatre décibels, ce qui revient à dire que la partie réactive est diminuée ; les effets d'interférence et de diffraction au voisinage im-

médiat du haut-parleur sont diminués dans le même sens.

4° Si nous laissons le microphone au même emplacement pour faire la mesure de la courbe de réponse, nous constatons un affaiblissement apparent sur les basses fréquences en-dessous de la fréquence de coupure de la partie ellipsoïdale, fréquence pour laquelle la longueur d'onde est de l'ordre de grandeur de la dimension de la surface de réflexion. Ceci est un résultat apparent parce que la conque concentre toute l'énergie des fréquences aiguës dans un angle solide déterminé, alors que le haut-parleur a un rayonnement beaucoup plus diffus. De plus les points émissifs des fréquences aiguës et graves ne sont pas confondus en une même région de l'espace.

Courbes de réponses polaires.

La figure n° 6 (a) correspond au relevé dans le plan horizontal contenant l'axe du cône de rayonnement ayant pour sommet le foyer F' en avant de la conque.

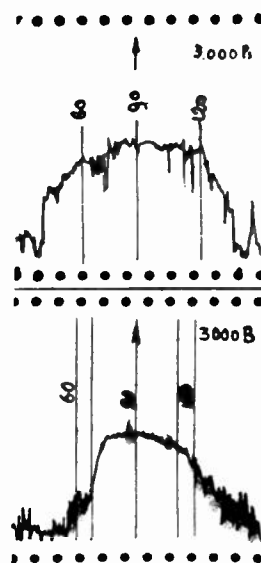


FIG. 6

Le microphone de mesure décrit un cercle de centre F' dans ce plan. On remarquera la pente des courbes d'affaiblissement dès que l'on s'écarte de l'angle utile de rayonnement — Relevé fait à 3 000 c/s.

La figure n° 6 (b) correspond au relevé dans un plan perpendiculaire au plan de mesure précédent et passant également par le même axe du cône de rayonnement de sommet F' .

On remarquera la dissymétrie par rapport à l'axe (repéré 90°) conformément à l'étude théorique exposée ci-dessus.

Relief.

Le dispositif traduit un certain effet de relief : Reprenons l'expérience avec le bruit blanc et faisons décroître successivement les bandes passantes du bruit blanc depuis la bande 6400-12 800 jusqu'à 50-100.

⁽¹⁾ Audio Engineering Novembre 51.

1° L'observateur constate un déplacement de la source image depuis le haut (emplacement exact du foyer) jusque vers le bas de la conque (emplacement de l'évent). La réflexion focale de l'ellipsoïde prolongée intervient progressivement au fur et à mesure que la longueur d'ondes du son réfléchi est petite par rapport au rayon de courbure de ce transformateur de rayonnement et à l'opposé du spectre, le rôle émetteur de l'évent intervient progressivement au fur et à mesure que l'on se déplace vers les basses fréquences. On relève nettement une progression continue de la source image dans l'espace en fonction de la variation de la fréquence.

Voici une autre expérience qui montre bien l'étalement progressif de la source sonore dans l'espace : Amorçons un effet Larsen avec un microphone placé dans le champ émetteur de la conque. Suivant que l'on déplace le microphone depuis le haut au voisinage du foyer vers le bas, la tonalité d'amorçage varie de l'extrême aigu au grave. Cette expérience d'amorçage illustre également l'acuité de rayonnement dirigé du dispositif. Dès que l'on s'écarte de 1 ou 2 degrés de l'angle de rayonnement théorique de la conque, il ne se produit plus aucun effet d'amorçage, même dans des salles très sonores.

On a donc un étalement dans l'espace de la surface émettrice. Il est facile d'admettre dès lors que l'on a supprimé un des inconvénients du haut-parleur classique, à savoir l'impression d'une source trop ponctuelle.

2° Par ailleurs, il a toujours été reconnu que les systèmes de baffles reflexes avec évent apportent de la rondeur aux basses et une certaine chaleur, ce qui contribue à augmenter l'impression de relief apparent. Il est connu qu'en supprimant les basses fréquences ou bien avec des basses trop sèches, (pour parler un langage de prise de son) la sonorité est plate et terne.

3° Contrairement aux principes des haut-parleurs classiques, la conque sépare dans l'espace la surface émettrice des basses fréquences de celle de rayonnement des aiguës. Il est logique de se demander pour les haut-parleurs classiques dans quelles proportions les amplitudes importantes du champ sonore des basses fréquences ne créent pas également une perturbation sensible au rayonnement des fréquences aiguës émises par la calotte sphérique qui se trouve juste à l'arrière.

ROESLER, dans son étude récente sur la production de distorsion non linéaire dans le haut-parleur (Funk und Ton nov. 1950) arrive à des conclusions du même genre : il se produit au voisinage immédiat du haut-parleur une sorte de modulation de phase qui prend la forme d'un effet Doppler périodique. Les fréquences les plus élevées sont modulées par les fréquences basses. Il importe donc de ne pas rayonner par le même point émetteur les fréquences élevées et les fréquences graves.

La distorsion spatiale dans le domaine de la sonorisation.

C'est, sans conteste, dans ce domaine pratique de la sonorisation que l'auditeur non averti est le plus sensible à la notion de distorsion spatiale. Considérons

le cas le plus courant d'une sonorisation d'église réalisée avec une série de petits haut-parleurs disposés sur le pourtour des piliers. L'auditeur est sollicité à la fois :

— par la voix du prédicateur qui lui parvient en direct ;

— par celui des petits haut-parleurs placés à proximité immédiate de lui ;

— par la réverbération générale provoquée dans l'église par tous ces haut-parleurs.

Chacun de ces trois groupes de source sonore lui parvient à des distances différentes et surtout sous des angles de directivité différents, voire même avec une courbe de réponse amplitude fréquence différente. De par le mécanisme instinctif de l'écoute intelligente qui cherche à repérer dans l'espace la direction et l'origine exacte de la source, l'auditeur est plus ou moins gêné en face de cette incohérence de localisation de la « source utile », d'où cet effet de gêne qui, dans bien des cas se traduit par une écoute fatigante et énervante.

Ainsi, une sonorisation correcte doit s'efforcer avant tout de faire parvenir à l'auditeur une onde sonore nettement prédominante, de directivité parfaitement définie, permettant à l'auditeur d'accrocher son attention sur un point émissif défini dans l'espace. L'utilisation du transformateur de rayonnement permet de résoudre cette donnée. Les haut-parleurs classiques créent toujours, de par le caractère diffus de leur répartition directionnelle des sons, une localisation imparfaite de la source et augmentent la réverbération parasite.

Dès lors, en orientant le cône émetteur du transformateur de rayonnement uniquement vers la surface absorbante des spectateurs, on réduit au minimum la réverbération parasite créée dans l'ensemble du local et, de ce fait, on augmente l'intelligibilité sans faire intervenir les autres considérations précédemment citées. De même, puisqu'on peut calculer et réaliser à volonté l'angle d'ouverture du cône de rayonnement utile, on peut réduire au strict minimum la zone acoustique atteinte par la sonorisation.

Cette dernière donnée est la plus utile. En effet, considérons la variation du rapport sons directs/sons réverbérés en fonction de la distance qui sépare l'auditeur du haut-parleur (ce dernier jouant le rôle de source sonore). Dans le cas d'une source ponctuelle non directionnelle, la densité d'énergie du son direct à une distance d de la source s'écrit en appliquant la relation classique de Sabine :

$$E_d = \frac{N}{4\pi c d^2}$$

N étant la puissance de la source.

c la célérité du son

La densité d'énergie des sons réverbérés est :

$$E_r = \frac{4N}{cA}$$

A étant l'absorption dans la salle.

Si nous utilisons une conque qui est une source éminemment directionnelle et si nous désignons par :

— k la fraction d'énergie dirigée vers le public
— a_p le coefficient d'absorption de la nappe absorbante du public.

— $\frac{\Omega}{4\pi}$ le rapport de l'angle solide utile dans lequel

l'énergie utile est concentrée par rapport à une source parfaitement non directionnelle.

L'énergie des sons réverbérés sera donnée par la relation :

$$E_r = \frac{4N}{cA} (1 - k a_p)$$

et l'énergie du son direct s'écrit :

$$E_d = \frac{KN}{\Omega 4\pi C d^2}$$

Le problème posé consiste à diriger le maximum de sons directs, c'est-à-dire l'énergie utile vers les spectateurs et d'éviter toute fuite latérale des sons rayonnés par le haut-parleur en direction de toute autre surface réfléchissante de la salle sinon ces sons réfléchis provoquent une réverbération parasite qui par retour, après une ou plusieurs réflexions successives en direction des spectateurs créent un masque perturbateur pour les sons utiles.

Comparons une source ponctuelle parfaitement non directionnelle (c'est schématiquement le cas d'un haut-parleur classique monté sur baffle) avec une conque directionnelle et considérons à quelle distance de ces deux types de haut-parleurs les densités d'énergie de sons directs et d'énergie de sons réverbérés provoquées par chacun de ces types de haut-parleurs sont égales. Dans le cas d'une source ponctuelle, cette condition est réalisée à la distance :

$$d_1 = \sqrt{\frac{A}{16\pi}}$$

Dans le cas de la conque, on a :

$$d_2 = \sqrt{\frac{KA}{\Omega 16\pi (1 - K a_p)}}$$

Pour une conque de sonorisation, l'étude des diagrammes de rayonnement exposée ci-dessus montre que l'on a environ 85 % de l'énergie dirigée vers la nappe des spectateurs ($k = 0,85$) et $\Omega = 0,04$

On en déduit :

$$\frac{d_2}{d_1} = \sqrt{\frac{K}{\Omega (1 - K a_p)}}$$

soit pour les valeurs pratiques de la conque

$$\frac{d_2}{d_1} = \sim 8$$

Ainsi avant d'atteindre l'égalité entre sons réverbérés et sons directs, on peut au moyen de la conque, couvrir une distance 8 fois supérieure.

Récemment des recherches ont été effectuées dans le même sens à l'étranger. Des solutions assez complexes (telle l'utilisation de plusieurs haut-parleurs alignés sur une ligne droite) ont été envisagées et réalisées avec succès. Ces dispositifs permettent également de réaliser une courbe de directive très pointue dans un plan vertical et assez étendue dans un plan horizontal, notamment la sonorisation de la Cathédrale St-Paul à Londres a été conçue sur ce principe. Du point de vue théorique, l'étude de ce genre de diagramme de rayonnement s'obtient en partant de la relation de caractéristique directionnelle de n sources ponctuelles rayonnant en phase et placées en ligne droite. C'est la relation classique que nous avons déjà évoquée à propos de la caractéristique directionnelle de tout haut-parleur ordinaire. Toutefois, il est permis de remarquer que ce procédé fait intervenir un nombre de haut-parleurs assez élevé. De plus, il est nécessaire d'adapter la courbe de réponse de chacun des haut-parleurs de façon différente, ainsi que sa puissance sonore, pour déterminer une caractéristique de rayonnement optimum et pour éliminer les lobes secondaires. Il semble que le système de la conque, présente l'avantage d'être plus simple, moins encombrant et puisse s'adapter sur un seul haut-parleur.

CONCLUSION

Les considérations précédentes nous amènent à conclure que ce dispositif de rayonnement acoustique présente l'avantage majeur de définir un meilleur rayonnement directionnel dans l'espace, ce qui permet à l'auditeur d'avoir une sensation directionnelle précise, de retrouver ses facultés d'écoute intelligente. Donc, l'ensemble améliore l'intelligibilité du texte. Le système a l'avantage de créer un relief apparent du son et de diminuer, de ce fait, l'effet ponctuel et la sensation de platitude du son (à deux dimensions du haut-parleur classique).

Par la concentration du cône vers une surface focale parfaitement définie dans l'espace, on donne à l'audition l'impression d'un effet de présence plus marqué particulièrement sensible sur la parole : le son paraît projeté en avant.

En associant au système diffuseur des fréquences aiguës le baffle reflexe, on obtient une courbe de réponse assez équilibrée qui donne à la qualité du son une forme plastique et lui apporte rondeur et chaleur.

Tout système (qu'il soit d'ordre électrique ou d'ordre acoustique) entravant la qualité de répartition directionnelle des sons et réciproquement diminuant ainsi les facultés de repérage de l'auditeur, est un système qui introduit une distorsion spatiale à laquelle l'oreille est certainement aussi sensible qu'à tout autre genre de distorsion, telles qu'elles ont

été définies et longuement étudiées au sens classique de la littérature électro-acoustique.

En terminant cet exposé, j'ai un agréable devoir à remplir, celui de remercier :

— Monsieur LÉON, Directeur de la Société ELIPSON,

— Monsieur DELAGROIX DE LA VALETTE,

— Mon collaborateur dévoué, Jean-Walter REMOUIT,

pour l'aide si précieuse qu'ils ont bien voulu m'apporter au cours de cette étude.

ANNEXE

Cône de révolution réfléchi par l'ellipsoïde allongé (fig. 1 A).

Considérons le plan $\alpha \beta$, il coupe le plan directeur Δ' en δ' . Considérons le plan contenant δ' et F' . Rapportons le plan $\alpha \beta$ aux deux plans Δ' et $\delta' F'$. Tout point M du plan $\alpha \beta$ vérifiant l'équation :

$$\frac{MH'}{MH_2} = \text{cte} = C_1$$

On peut choisir sur le plan directeur H' et H_2 sur le plan $\delta' F'$ en particulier.

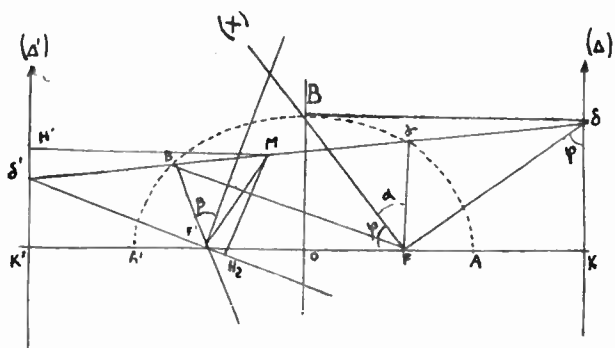


FIG. 1 A

Comme $\frac{MF'}{MH'} = \frac{a}{c}$

on voit que $\frac{MF'}{MH_2} = \frac{c}{a} \times C_1 = \cos \beta$

M appartient donc à un cône de révolution d'axe perpendiculaire à $\delta' F'$ et d'angle au sommet

$$\frac{c}{a} \times C_1 = \cos \beta$$

Si l'on choisit comme axe de révolution des cônes la droite joignant le foyer F au sommet B du petit axe. Dans ce cas $K\delta = b$.

6° Calcul de $\cos \beta$

L'équation du plan $F\delta$ s'écrit :

$$z \sin \varphi - y \cos \varphi + c \cos \varphi = 0$$

L'équation normale du plan $\alpha \beta$ s'écrit :

$$z \sin \varphi - y \left(\cos \varphi - \frac{c}{a} \cos \alpha \right) - a \cos \alpha + c \cos \varphi = 0$$

Les coordonnées de l'intersection du plan $\alpha \beta$ avec le plan méridien et le plan directeur K' ($y = \frac{a^2}{c}$) sont données en remplaçant y par sa valeur dans l'équation de $\alpha \beta$

$$z = \frac{2a \cos \alpha - \frac{a^2 + c^2}{c} \cos \varphi}{\sin \varphi}$$

En prenant comme paramètre φ avec $\frac{b}{a} = \sin \varphi$

et $\frac{a}{c} = \cos \varphi$, l'équation du plan $\delta' F'$ s'écrit :

$$z - \frac{\cos \varphi}{\sin^3 \varphi} (1 + \cos^2 \varphi - 2 \cos \alpha) (y + c) = 0$$

En faisant apparaître les valeurs des distances du point M par rapport au plan directeur Δ' et par rapport au plan $\delta' F'$ dont on vient d'écrire les équations, on peut calculer les valeurs du rapport : $\frac{MH'}{MH_2}$.

Après simplification, ce rapport a comme expression :

$$\frac{MH'}{MH_2} = \frac{-\sqrt{\sin^2 \varphi + \frac{\cos^2 \varphi}{\sin^4 \varphi} (1 + \cos^2 \varphi - 2 \cos \alpha)^2}}{\frac{\cos \varphi}{\sin^2 \varphi} [2 \cos^2 \varphi + \cos \alpha (\sin^2 \varphi - 2)]}$$

En faisant intervenir la relation qui caractérise le cône de révolution réfléchi par l'ellipsoïde :

$$\frac{MF'}{MH_2} = \frac{c}{a} \times \frac{MH'}{MH_2} = \cos \alpha$$

$$\cos \beta = \frac{-2 \cos^2 \varphi + \cos \alpha (-\sin^2 \varphi + 2)}{\sqrt{\sin^6 \varphi + \cos^2 \varphi (1 + \cos^2 \varphi - 2 \cos \alpha)^2}}$$

DOCUMENTATION

ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE

L'étude de l'Acoustique, notamment de l'acoustique Architecturale, est étroitement liée aux techniques radioélectriques ; c'est grâce en effet à ces techniques, que l'amplification, la mesure et l'enregistrement des phénomènes sonores naturels ou artificiels ont permis d'approfondir scientifiquement nos connaissances dans ce domaine. Par ailleurs une vaste branche de la radioélectricité a pour objet la transmission des sons ; le radioélectricien ne peut donc se désintéresser des conditions nécessaires à la production même de sons de qualité.

L'acoustique architecturale est une science assez jeune puisqu'elle ne date guère que de 1895. Pendant quarante ans, elle n'a guère (faute surtout de moyens d'investigation) été envisagée que sous l'aspect de l'acoustique géométrique, simple dans ses principes, s'associant les notions fondamentales de temps de réverbération et de coefficient d'absorption. Il apparaît de plus en plus nettement depuis quinze ans que ces notions ne constituent que des approximations correspondant surtout aux cas moyens mais

que ces approximations peuvent être grossières au point d'égaler dans des cas limites et que, le plus souvent, elles sont tout à fait insuffisantes.

De nombreuses recherches se sont développées sur leur limite de validité, sur les conséquences du caractère ondulatoire des sons en ce qui concerne la forme des salles, la répartition dans le spectre de leurs fréquences propres, les phénomènes de diffraction, etc, et sur les caractéristiques spécifiques des matériaux exprimées à l'aide de la notion d'impédance.

On s'est proposé de donner ici une bibliographie des livres et articles qui permettent d'acquérir une bonne connaissance de l'état actuel de l'acoustique architecturale.

Cette liste ne prétend ni être complète ni même ne laisser de côté aucun ouvrage ou article excellent. Son auteur a simplement énuméré ceux des documents qu'il lui a été donné d'avoir entre les mains et qu'il a jugé les plus propres à donner une bonne information de ces questions.

L. CONTURIE.

BIBLIOGRAPHIE D'ACOUSTIQUE ARCHITECTURALE

A. — OUVRAGE GÉNÉRAUX :

1. — RAYLEIGH : « *Theory of sound* » (réédité par The Macmillan Company, New-York, 1929).
2. — HUGONOT : « *Mémoires* » (édités par le Mémorial de l'Artillerie 1950).
3. — SABINE : « *Collected papers on Acoustics* » (édité par Harvard University Press, 1922).
4. — GRANDALL : « *Theory of Vibrating systems and sound* » (édité par Van Nostrand Co, New-York, 1927).
5. — BAGENAL et WOOD : « *Planning for good Acoustics* » (édité par Methuen and Co, London, 1931).
6. — KNUDSEN : « *Architectural Acoustics* » (édité par Willey and son, New-York, 1932).
7. — DAVIS et KAYE : « *The Acoustics of Buildings* » (édité par Bell and son, London, 1932).
8. — MORSE : « *Vibration and sound* » (édité par Mc Grawhill Book Company, New-York, 1936).
9. — FURRER : « *Beitrag zur akustik ven radio studios* » 1941 (Schweizer Archiv für angewandte Wissenschaft und technik).
10. — WATSON : « *Acoustics of buildings* » (édité par Willey and son, New-York, 1941).
11. — BAGENAL : « *Practical Acoustics and Planning against Noise* » (édité par Chemical Publishing Company, New-York, 1942).
12. — MORSE AND BOLT : « *Sounds waves in rooms* » (article de mise au point accompagné d'une abondante bibliographie publié dans Reviews of Moderne Physics, 1944).
13. — KINSLER et FREY : « *Fundamentals of acoustics* » (édité par Willey and son, New-York, 1950).
14. — BERNHARDT : « *Traité de prise de son* » (édité par Eyrolles 1948).
15. — Collection du « *Journal of the Acoustical Society of America* » J.A.S.A. (édité à raison d'un numéro tous les mois depuis 1929).

B. — ACOUSTIQUE GÉOMÉTRIQUE :

Données et discussions sur le temps de réverbération :

1. — SABINE : « *Collected Paper en Acoustics* » (Harvard University Press, 1922).
2. — JAEGER : « *Zur theorie des Nachhalls* » (Akad. Wiss. Wien, 1911).
3. — EYRING : « *Reverberation time in dead'rooms* » (JASA, 1930).

4. — MILLIGTON : « *A modified formula for reverberation* » (J.A.S.A., 1932).
5. — BAT AND PILLOW : « *Mean free path of sound in an Auditorium* » (The proceedings of Physical Society 1947).
6. — CREMER : « *The physical bases of room acoustics* » (Zeitschrift für technische Physik, 1936).
7. — CREMER : « *The theoretical derivation of laws of reverberation* » (Akustische Zeitschrift, 1937).
8. — MEYER : « *Reverberation and absorption of sound* » (JASA 1937).
9. — NORRIS : « *A derivation of the reverberation formula* » (appendice II in architectural acoustics by Knudsen, 1932).

Intelligibilité et articulation.

1. — FLETCHER and STEINBERG : « *Articulation testing methods* » (JASA, 1903).
2. — KNUDSEN : « *Architectural Acoustics* » (Willey and son, New-York, 1932).
3. — KNUDSEN : « *Recent developments in architectural acoustics* » (Reviews of Moderne physics, 1934).
4. — LIFSCHITZ : « *Acoustics in large auditorium* » (JASA, 1932).
5. — WATSON : « *Acoustics of buildings* » (Willey and Son, New-York, 1941).

Temps de réverbération optimum.

1. — MAC NAIR : « *Optimum reverberation time for auditorium* » (J.A.S.A., 1930).
2. — LIFSCHITZ : « *Mean intensity of sound in an auditorium and optimum reverberation* » (physical review, 1926).
3. — LIFSCHITZ : « *Apparent duration of sound perception and musical optimum reverberation* » (J.A.S.A., 1936).
4. — MAXFIELD and POTWIN : « *A modern concept of acoustical design* » (J.A.S.A., 1939).
5. — BEKESY : « *Über die Hørsamkæt kleiner Musikraun:* » (an-nalem der physik 1934).
6. — RETTINGER : « *Note on reverberation caracteristics* » (JASA, 1934).
7. — KNUDSEN : « *Acoustics, of music rooms* » (JASA, 1931).
8. — WATSON : « *Acoustics of auditoriums - optimum time of reverberation* (architects, 1927).
9. — SCHUSTER and WRETZMANN : « *Über der Nachhall in geschlossenen Raumen*, 1929).
10. — HANSON : « *Liveness in rooms* » (JASA, 1932).

Coefficient d'absorption.

1. — PARIS : « Sound absorption coefficients measured by reverberation and stationary wave methods » (Nature, 1927).
2. — PARIS : « On the reflection of sound from a ferrous surface » (Proceedings of Physical society, 1927).
3. — PARIS : « On the stationary wave method of measuring sound absorption at normal incidence » (Proceedings of physical society, 1927).
4. — PARIS : « On the coefficient of sound absorption measured by the reverberation method » (Philipp's magazine, 1928).
5. — KNUDSEN : « Measurement of sound absorption in a room » (Philipp's magazine, 1928).
6. — PARIS : « Oblique reflection of sound » (nature 1930).
7. — DAVIS and EVANS : « Measurement of absorbing power of materials by the stationary wave method » (Proceedings of the Royal Society, 1930).
8. — HEYL, CHRISLER and SNYDER : « The absorption of sound at oblique angles of incidence » (Bureau of standards Journal of research 1930).
9. — KNUDSEN : « Absorption of sound in air » (JASA, 1931).
10. — PENMAN and RICHARDSON : « The absorption of porous materials at normal incidence » (JASA, 1933).
11. — CHRISLER : « Sound absorption coefficients » (JASA, 1934).
12. — RETTINGER : « On the theory of sound absorption of porous materials » (JASA, 1935).
13. — RETTINGER : « Theory of sound absorption of porous materials flexible and non flexible » (JASA, 1936).
14. — POWER : « Measurement of absorption in rooms with sound absorbing ceilings » (JASA, 1938).
15. — TAYLOR and SHERWIN : « Sound absorption and attenuation by the flere method » (JASA, 1938).
16. — MONNA : « Absorption of sound by porous substances » (physica, 1938 - Revue d'acoustique, 1938).
17. — MORRIS, NIXON and PARKINSON : « Variations in absorption coefficients as obtained by the reverberation chamber method » (JASA, 1938).
18. — WILLIG : « Comparaison of sound absorption coefficients obtained experimentally by different methods » (J.A.S.A., 1939).
19. — HUNT : « Absorption coefficient problem » (JASA 1939).
20. — BROWN and BOLT : « Measurement of flow resistance of ferrous materials » (JASA, 1942).

Mesures :

1. — HUNT : « Apparatus and technique for reverberation measurements » (JASA, 1933).
2. — HUNT : « On frequency modulated signals in reverberation measurements » (JASA, 1933).
3. — P.E. SABINE : « What is measured in sound absorption measurements ? » (JASA, 1935).
4. — HUNT : « Investigation of rooms acoustics by steady state transmission measurements » (JASA, 1939).
5. — WENTE : « Acoustical instruments » (JASA, 1932).

Essai de théorie mathématique :

1. — VAN DEN DUNGEN : « Acoustique des salles » (édité par Gauthier-Villars et Cie - Paris, 1934).

Observations qualitatives et interprétatives diverses :

1. — AIGNER : « Experimentelle studie über der Nachhall » (Akad Wiss Wien 1914).
2. — KNUDSEN : « Resonance in small rooms » (JASA, 1932).
3. — STRUTT : « On the acoustics of large rooms » (Phillip Magazine, 1929).
4. — RABINOVITH : « Effect of distance in the broadcasting studios » (JASA 1936).
5. — ANDREE : « Effect of position on the absorption of materials for the case of a cubical room » (JASA 1932).
6. — PARKINSON : « Area and pattern effects in the measurement of sound absorption (JASA 1930).
7. — MAA : « Flutter echos » (JASA, 1941).
8. — RAMER : « Absorption of strips, effect of width an location » (JASA, 1941).
9. — FURRER : « Beitrag zur akustik von radio studios » (schweizer Archiv für angewandte Wissenschaft und technik, 1941).
10. — BONER : « Performance of broadcast studios designed with convex surface of plywood » (JASA, 1942).
11. — VOLKMAN : « Polycylindrical diffusers in room acoustical designs » (JASA, 1942).

Acoustique ondulatoire.**Forme des salles :**

1. — BOLT : « Influence of room proportions on normal frequency spaing » (JASA, 1945).
2. — BOLT : « Note on normal frequency statistics for rectangular rooms » (JASA, 1946).

Fréquences propres.

1. — BOLT : « Frequency distribution of eigenkones in three dimensional continuum » (JASA, 1939).
2. — BOLT : « Angular distribution theory » (JASA, 1939).
3. — MAA : « The distribution of eigenkones in a rectangular chamber at lower frequency ranges » (JASA, 1939).
4. — ROE : « Frequency distribution of normal modes » (JASA, 1941).
5. — HUNT, BERANEK and MAA : « Analysis of sound decay in rectangular rooms » (JASA, 1939).
6. — JONES : « Theory of fluctuations in decay of sound » (JASA, 1940).
7. — EYRING : « Conditions under which residual sound in reverberant rooms may have more than one rate decay » (Journal of society Picture engineering, 1943).
8. — WATSON : « The modulation of sound decay curves » (JASA, 1941).
9. — BHATT : « The effect of an absorbing wall on the decay of normal frequencies (JASA, 1939).
10. — DREISEN : « The orientation of natural acoustic vibrations in a room with concentrated absorbants and of anomalous shape » (Technical physics, 1936).
11. — MAA : « Ner uniform acoustical boundaries in rectangular rooms » (JASA, 1940).
12. — BOLT, FESHBACK and CLOGSTON : « Perturbation of sound waves in irregular rooms » (JASA, 1942).

Diffraction.

1. — P.E. SABINE : « Diffraction effects in sound absorption measurements » (Physical review, 1922).
2. — P.E. SABINE : « The effects of cylindrical pillars in a reverberation chamber » (JASA, 1938).
3. — SOMERVILLE : « Investigation of sound diffusion in rooms by means of a Model » (Acustica, 1951).

Impédance des matériaux et mesures :

1. — WENTE and BEDELL : « The measurement of acoustic impedance and the absorption of porous materials » (Bell system technique, 1928).
2. — BERANEK : « Precision measurement of acoustical impedance » (JASA, 1940).
3. — BERANEK : « Acoustical impedance of commercial materials and the performance of rectangular rooms with one treated surface » (JASA, 1940).
4. — BOLT and PETRAUSKAS : « An acoustic impedance meter for rapid shield measurements » (JASA, 1943).
5. — H. J. SABINE : « Notes on acoustics impedance measurement » (JASA, 1942).
6. — P.E. SABINE : « Specific normal impedance and sound absorption coefficients of materials » (JASA, 1941).
7. — KOSTEN : « Absorbing materials » (1950).
8. — BRILLOUIN : « Theorie de l'absorption du son par les structures à panneaux perforés » (Cahiers du centre scientifique et technique du bâtiment, 1949).

Méthode des perturbations :

1. — BOLT and BROWN : « Variable boundary impedance » (JASA, 1940).
2. — FESHBACH and CLOGSTON : « Perturbation of boundary conditions » (Physical review, 1941).
3. — FESHBACH : « On the perturbation of boundary conditions » (Physical review, 1944).
4. — MORSE : « Some aspects of the theory of rooms acoustics » (JASA, 1939).
5. — MORSE and BOLT : « Sound waves in rooms » (Reviews of Modern Physic, 1944).

Recherche de critères spéciaux :

1. — BOLT and DOAK : « Anew criterium » (JASA, 1950).
2. — HAAS : « Acustica » (1951).
3. — RAES : « Contribution à l'étude de la reverberation » (Annales des Télécommunications, 1950).

CE NUMÉRO SPÉCIAL

CONSACRÉ A

L'ÉLECTRO - ACOUSTIQUE

est sorti des presses de l'Imprimerie
MARCEL BON, A VESOUL

et pour les quadrichromies des presses de
l'Imprimerie **LAPEYRE, A PARIS**

La Publicité a été réunie par l'
AGENCE PUBLÉDITEC-DOMENACH

et signée par les agences :

**ACTA — ARCHAT — BRUNIER — COIRAT — GEAD — GIORGI —
GRIZEAUD — JOUYE — DES LAURIERS — MUNÈS — DOMENACH —
PERDRIAU — RAPY — SFIPE — XX^e SIÈCLE — VILLAUME**

Les photographies publicitaires sont de
JEAN ALBERT

Les clichés de la **PHOTOGRAPHURE C. HAIK**
et de ses spécialistes sous la direction de
M. PARIS

LISTE ALPHABÉTIQUE DES ANNONCEURS

	Pages		Pages
ARENA	13	MINIWATT	17
AUDAX	1	OMNIRAD	42
BOUYER	21	PATHÉ MARCONI	38
CABLES DE LYON (Les)	41	RADIAC	26
Cie Générale DE MÉTROLOGIE (METRIX)	37	RADIO AIR	41
Cie Générale DE T.S.F.	36	RADIO-ÉQUIPEMENTS	4 et 5
COMPTEURS DE MONTROUGE (Cie)	40	RADIO INDUSTRIE	23
C. R. C.	33	RADIOPHON (Ets)	7
DARIO	17	RADIOTECHNIQUE (LA)	17
DERVEAUX (Laboratoire)	18 et 19	RADIO TÉLÉVISION FRANÇAISE (Sylvania) ..	44
ELIPSON	14	RIBET DESJARDINS	20
ELMA	10	S. A. C. M.	12 et 26
ELVECO	8	SADIR CARPENTIER	32 et 42
FERISOL	9	SAFCO-TREVOUX (Sté)	11
FILM ET RADIO	8	S. A. R. E. G.	27
FOTOS	22	S. C. P. E.	15
FRANKEL (Sté J. M.) HUNTS	20	S. E. C. R. E.	25
GE-GO	29	S. E. M.	34
KODAK	30	SERMEC	39
L. C. C.	14	S. F. M. E.	40
L. C. T.	31	S. F. R. (Sté Française Radio-Electrique)	35
LELAND-RADIO	43	S. I. C. (Sté Industrielle des Condensateurs) ..	41
L. E. P.	41	SIGOGNE	42
L. I. E.	39	STEAFIX	10
L. I. R. E.	42	STOMM	16
L. M. T.	3	THOMSON-HOUSTON	6
L. T. T.	28	T. R. T.	2
M. C. B.	42	VERRERIE SCIENTIFIQUE	40
MELODIUM	24	WAYOLLE	40

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.
ALBERT Eric, Elève à l'E.S.E. (Division Radio)	DAUPHIN.
BARAN Jérôme	GAUSSOT.
BERTHE Jean, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	BEAUGRAND.
BINH, NGUYEN-THAI, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	FRANÇOIS.
CABALLERO Daniel	QUINET.
CAVENEL Gérard	CHRÉTIEN.
CHANTOME, Marcel, Agent technique	QUINET.
CORNELOUP Jean-Claude	CHRÉTIEN.
Compagnie IBM France	BEAUGRAND.
GAILLARD Armand, Ingénieur à la Radiodiffusion Française	FRANÇOIS.
HULSTER, FRIEDRICH, Ingénieur	BEAUGRAND.
KLEIN, DENYS, Elève à l'E.S.E.	FRANÇOIS.
LAROCHE Pierre, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	TOURT.
	BÉRENGUER.
	BEAUGRAND.
	FRANÇOIS.
	DANZIN.
	BRILLARD.
	MATRAS.
	TESTEMALE.
	GOUDET.
	MUSSON-GENON.
	BÉDOURA.
	MATHIEU.
	QUINET.
	CHRÉTIEN.

MM.	présentés par MM.
LE BORGNE Joseph, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET.
LELAKIS, ANASTASIOS, Ingénieur des P.T.T.	CHRÉTIEN.
MONGINOUX Pierre, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	DAUPHIN.
MOREAU Michel, Elève à l'E.S.E. (Division Radio)	GAUSSOT.
NOIRET Georges, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET.
PATTE Jean, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	CHRÉTIEN.
PLATTELET Guy, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET.
QUIN Lucien, Agent technique radio C.N.E.T.	CHRÉTIEN.
RAAB Robert, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	Melle LEGROS.
RAMBAUD Jacques, Elève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	GUÉRIN.
TRESTCHENKOFF Georges, Ingénieur	QUINET.
ALGAZI Vidal-Raphaël, élève à l'E.S.E. (division Radio et Electronique)	CHRÉTIEN.
	ROTHSTEIN.
	MATRAS.
	HERVÉ et DYÈVRE

HAVAS

RUPTURE BRUSQUE

INTERRUPTEUR POUSSOIR 162

EQUIPEMENTS DU MATÉRIEL MODERNE

TABLEAUX DE COMMANDE

RADIOLOGIE

SONNERIES

ETC...

TYPE UNI-BI OU TRI-POLAIRE et type à verrouillage

SERMEC 18, RUE J.J. ROUSSEAU VALENCE (DROME)

S.A.R.L. CAPITAL 4.050.000 Frs TÉLÉPH. : 37.17 - 37.18

BUREAUX A PARIS : 16, RUE DU PONT-AUX-CHOUX (3^e) TÉLÉPHONE ARC. 88-91

Dépôt : ARNOUX, 16, Rue de Madrid, PARIS (8^e) Tél. LABorde 66-15

LIE

MATÉRIEL DE QUALITÉ n°19

MATÉRIEL CATALOGUE

Catalogue n° 104

Transformateurs, Selfs, Tourne-Disques
Correcteur Universel etc...

Catalogue n° 202

Appareils de Mesures

Tous Appareils d'Enregistrement Magnétique

MATÉRIEL SUR COMMANDE

Toutes pièces détachées spéciales : Transformateurs, Selfs, Atténuateurs etc... Filtres d'Octaves, de 1/2 Octaves, de 1/3 d'Octaves. Filtres passe bas, passe haut et passe bande. Console de prise de sons à 6 entrées. Valise de radio reportage. Dispositif de secret téléphonique. Installation de télégraphie harmonique.

LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ

41, R. Emile ZOLA, MONTREUIL SOUS BOIS (Seine)
(Avron 39-20)

CATALOGUE, TARIFS, DEVIS SUR DEMANDE

" PUBLI-COIRAT 1952-1 "

LES THYRATRONS DE LA VERRERIE SCIENTIFIQUE

12, Avenue du Maine
PARIS (XV^e) LITRE 90-13



*inusables
sans défaillances!*

J. des Lauriers

TÉLÉVISION

ÉMISSION — RÉCEPTION

MESURES HF



**THERMOCOUPLES
DANS
LE VIDE**

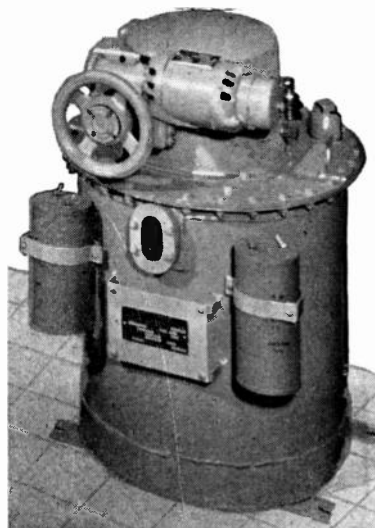
**A BROCHES
A CORNES**

(NOTICE 7501)

COMPTEURS MONTROUGE

SFME

PANTIN



RÉGULATEUR DE TENSION DANS L'HUILE pour Colonies

- Redresseurs. Bobines de Self-Inductance pour filtrage de courants redressés.
- Transformateurs spéciaux.
- Réglage de la Tension
- Tableaux et pupitres de commande.

Nombreuses Références dans les Stations d'Emission

62, RUE DENIS-PAPIN ★ Tél. NORD. 47-62



Un pyrographe
permet de traiter tous
les aciers trempés ou
non.

Réalisez vos gravures sur
place... quel temps gagné
et quelle économie.

On grave de la même
façon que l'on écrit.

SCRIPTA donne instantané-
ment une gravure nette
sur tous matériaux : laiton,
duralumin, plastiques, etc.

Aucun apprentissage...
grâce au pantographe
réglable il est possible
d'obtenir des hauteurs de
1/2 mm. à 50 mm.

DEMANDEZ NOTRE NOTICE N° 1

Ets. B. WAYOLLE - 11, Rue Louis-François - Paris-13^e
Tél. : POR. 73-63

L'ONDE ÉLECTRIQUE

32^e ANNÉE. N° 305-306

AOUT-SEPTEMBRE 1952

PRIX : 200 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

National Bureau of Standards
Central Radio Propagation Laboratory
Library
Boulder, Colorado

NOTRE COUVERTURE

Station au sol de mesure
de distance D. M. E. installée à
l'aéroport de Paris-Orly par le Laboratoire
Central des Télécommunications

LIRE DANS CE NUMÉRO

Dispositif permettant d'effectuer avec une grande
précision des mesures de fréquence dans la gamme
30 c/s . . . 30 Mc/s et indiquant directement
les résultats

VOS DE WÆL

Mesure radioélectrique de la vitesse des projectiles
B. KOCH

Analyses des communications présentées
au Congrès de Télévision
(Londres 1952)

12 VOIES SUR UNE SIMPLE LIGNE *aérienne*

EQUIPEMENTS TÉLÉPHONIQUES

Multiplex

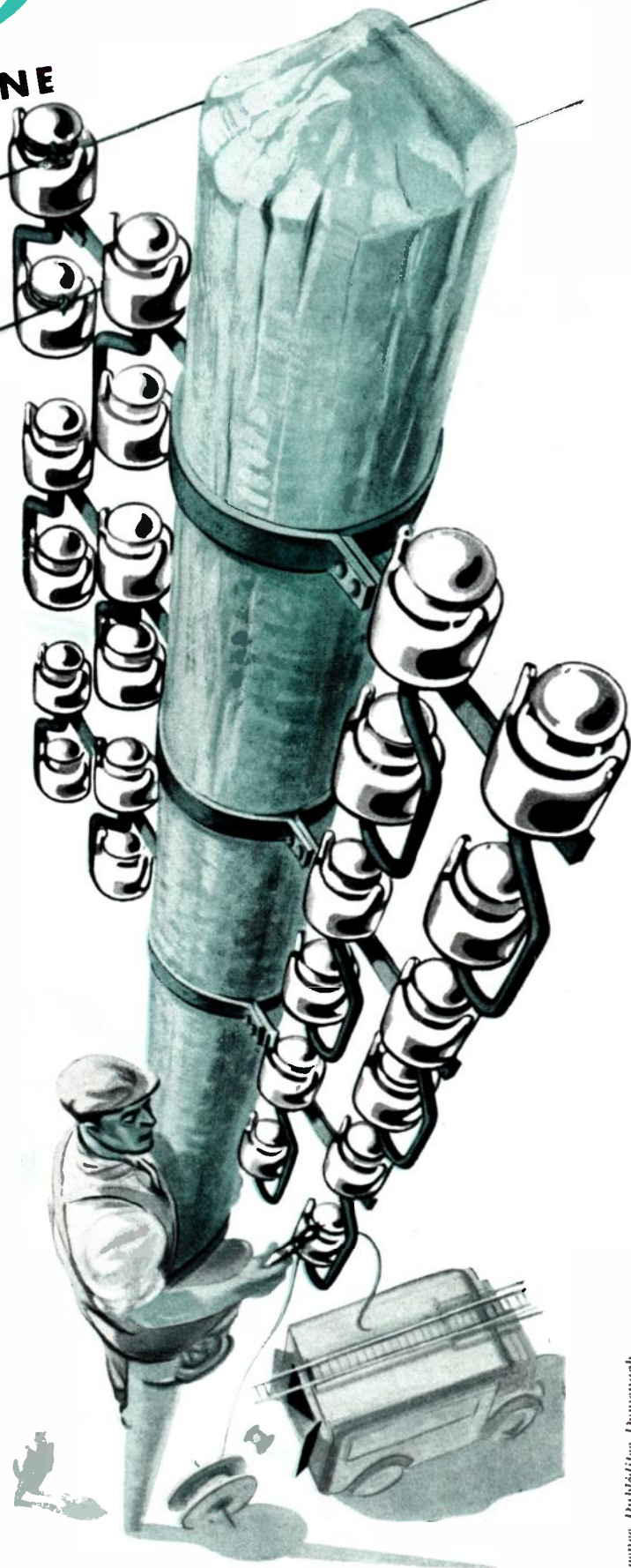
PAR

COURANTS PORTEURS SUR LIGNE AÉRIENNE

- RÉGULATION AUTOMATIQUE avec marge de 72 db sans répéteur.
- TRÈS GRANDE SENSIBILITÉ
- SYNCHRONISME ABSOLU
- MATÉRIEL TROPICALISÉ conforme aux spécifications C.C.I.F.

COURANTS PORTEURS SUR CABLE

- 48 VOIES SUR 2 PAIRES



Agence Publéditec-Domenach

26, RUE BOYER — PARIS-XX^e — TÉLÉPHONE : MÉNIL 62-94

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 161, Boulevard St-Germain, PARIS-6^e, Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE 2000 F

ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

200 francs

Vol. XXXII

AOUT-SEPTEMBRE 1952

Numéro 305-306

SOMMAIRE

	Pages
Dispositif permettant d'effectuer avec une grande précision des mesures de fréquence dans la gamme 30 c/s ... 30 Mc/s et indiquant directement les résultats Vos de Wael	351
Mesure radioélectrique de la vitesse des projectiles B. Koch	357
Analyses des communications présentées au Congrès de Télévision (Londres 1952).....	372

Sur la couverture :

Station au sol, de mesure de distances D.M.E. installée à l'aéroport de Paris-Orly,
par le Laboratoire Central des Télécommunications.

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ. Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3^o Visites de diverses installations radioélectriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4^o Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse)

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1^o Membres titulaires, particuliers 1 600 F.
— sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré
25 000 F. } de la société
ou 50 000 F. } ou collectivité

2^o Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 800 F.
Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.

3^o Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.

5^o Membres bienfaiteurs

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 897-38

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.	
1922	M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
1923	H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
1924	R. de VALBREUZE, Ingénieur.
1925	† J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T. T.
1926	E. BRYLINSKI, Ingénieur.
1927	† Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
1928	Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris
1929	† L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
1930	Ed. BELIN, Ingénieur.
1931	C. GUTTON, Membre de l'Institut.
1932	P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
1933	L. BRÉGUET, Ingénieur.
1934	Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
1935	† R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
1936	† R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
1937	† F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
1938	P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
1939	† J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
1940	† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
1945	L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
1946	R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
1947	R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
1948	Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
1949	M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
1950	P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
1951	Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

<i>Président :</i>	
M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.	
<i>Président désigné pour 1953 :</i>	
M. P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.	
<i>Vice-Présidents :</i>	
MM. B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.	
R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.	
R. AUBERT, Directeur général adjoint de la S. F. R.	
<i>Secrétaire Général :</i>	
M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises	
<i>Trésorier :</i>	
M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.	
<i>Secrétaires :</i>	
MM. J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.	
H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.	
G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.	

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOT.	M. LAPOSTOLLE.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN.	M. CHARLET.
			Mme COURTILOT

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

Les membres de la Société des Radioélectriciens sont avisés qu'ils peuvent prendre connaissance au secrétariat de la Société de la liste des productions techniques relatives à la Radioélectricité faites récemment par un certain nombre de services publics ou privés et, éventuellement, s'ils le désirent, consulter les textes de ces productions ou en recevoir copie dans des conditions qui leur seront indiquées.

L'Association Française pour l'Avancement des Sciences nous informe qu'elle tiendra son 71^e Congrès à Cannes du 22 au 27 septembre prochains

sous la présidence de Monsieur Jean CABANNES, Membre de l'Institut, Doyen Honoraire de la Faculté des Sciences de Paris.

Le programme de ce Congrès peut être consulté au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens.

OFFRE D'EMPLOI

0.15. — Demande pour quelques heures par semaine très bon ingénieur ou technicien connaissant parfaitement le dépannage et l'entretien des appareils de mesures spécialement VHF et UHF. Très bonne rémunération. Ecrire à la Société qui transmettra.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

DISPOSITIF PERMETTANT D'EFFECTUER AVEC UNE GRANDE PRÉCISION DES MESURES DE FRÉQUENCE DANS LA GAMME 30 C/S..30 Mc/s ET INDIQUANT DIRECTEMENT LES RÉSULTATS DES MESURES, par L.R.M. Vos DE WAEL, *Laboratoire de Radioélectricité des P.T.T. Néerlandais*. *Onde Electrique*, d'Août-Septembre 1952, (pages 355 à 360).

Une description est donnée d'un dispositif pour mesurer les fréquences entre 30 c/s et 30 Mc/s. Le résultat peut être lu directement ; chaque mesure peut s'effectuer en 1 seconde.

Le dispositif proprement dit se compose d'un compteur électronique qui peut mesurer directement chaque fréquence sinusoïdale entre 30 c/s et 1 Mc/s, d'un appareil produisant des multiples de 1 Mc/s dans la bande de 1-29-Mc/s, et d'un changeur de fréquence. Le dispositif n'a qu'un seul bouton de réglage, destiné à sélectionner le multiple requis de 1 Mc/s.

Le résultat d'une mesure est indiqué par le compteur électronique en combinaison avec l'échelle du bouton de réglage.

Quand on effectue une série de mesures, les résultats peuvent être enregistrés à l'aide d'un téléimprimeur en page ordinaire.

Toutes les deux secondes on peut enregistrer alors une mesure.

Il est également possible d'enregistrer, au moyen d'un appareil auto-enregistreur, deux chiffres successifs, par exemple les deux derniers - ou toute autre paire - des six chiffres indiqués par le compteur décimal.

La précision d'une mesure effectuée en 1 seconde, est égale à celle de l'impulsion de seconde dérivée de l'étalon de fréquence (10^{-6} à 10^{-7}) ± 1 c/s.

Pour la mesure de la fréquence des émetteurs radiotéléphoniques et radiotélégraphiques, le dispositif est muni d'un récepteur de 5-30 Mc/s. Dans ce cas-là le degré de précision est un peu moins élevé ; cependant l'écart maximum est toujours inférieur à ± 5 c/s.

MESURE RADIOÉLECTRIQUE DE LA VITESSE DES PROJECTILES, par L. KOCH, *Laboratoire de Recherches Techniques de St-Louis (Ht-Rhin)*, *Onde Electrique* d'Août-Septembre 1952, (pages 361 à 366).

L'auteur décrit le principe et la réalisation d'un appareil radioélectrique à émission entretenue d'ondes décimétriques permettant la mesure très précise et continue de la vitesse de projectiles et des grandeurs que l'on peut en déduire (distance, accélération, résistance de l'air).

Cet appareil ne nécessite par principe aucune installation devant le canon ou à bord d'un projectile. En superposant l'onde émise et l'onde réfléchie par le projectile on obtient une oscillation de battement, dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse instantanée (effet DOPPLER-FIZEAU). L'auteur indique une série d'exemples typiques d'enregistrements obtenus (obus et engins autopropulsés de différents calibres), et il discute les applications possibles et la précision de la méthode qui complète d'une manière intéressante la technique classique des mesures balistiques.

PAPERS SUMMARIES

RADIOELECTRIC MEASUREMENTS OF PROJECTILE SPEEDS, by B. KOCH, *Laboratoire de Recherches Techniques de St-Louis (Ht-Rhin)*. *Onde Electrique*, August-September 1952, (pages 361 to).

Author describes the theoretical principles and technical lay-out of a continuous microwave method for accurate measurements of velocity of missiles in free flight and derived data (distance, acceleration, resistance of the air), based on the Doppler effect. The electromagnetic wave reflected back by the projectile is mixed with part of the emitted wave, the beat frequency thus obtained is compared with a standard audiofrequency either by registration on moving film, or by means of an precision-type electronic frequency-meter. Panels along the trajectory and gadgets aboard the missile are not needed. Some typical records on artillery and jet-missiles are shown, to illustrate possible applications and accuracy of the method, which has a wider range of possibilities than the classical ones.

DIRECT READING FREQUENCY MEASURING EQUIPMENT FOR THE RANGE OF 30 C/S — 30 MC/S, by L.R.M. VOS DEWAELE, *Laboratoire de Radioélectricité des P.T.T. Neerlandais*. *Onde Electrique*, August-September 1952 (pages 355 to 360).

A description is given of a direct reading frequency measuring equipment, which enables precise frequency measurements between 30 c/s and 30 Mc/s to be carried out in one second.

The measuring device itself consists of an electronic decimal counter ranging from 30 c/s-Mc/s, an instrument giving multiples of 1 Mc/s in the range from 1-29 Mc/s and a combining part. The whole has only one knob namely for choosing the desired multiple of 1 Mc/s.

The result of a measurement is indicated on the electronic counter and on the knob.

When taking a series of measurements the results are printed on a normal page printer ; one measurement every two seconds. If desired a continuous recording instrument may be used for the registration of every two figures out of the six figures indicated by the electronic counter.

The accuracy when making a measurement in one second equals the precision of the second impulse derived from the frequency standard (10^{-7} to 10^{-8}) plus or minus 1 c/s.

To enable measurements on far-off telephone or telegraph transmitters, the equipment is completed with a receiver of special design, ranging from 5-30 Mc/s. In this case the accuracy is somewhat less. The maximum deviation is, however, always below plus or minus 5 c/s

DISPOSITIF PERMETTANT D'EFFECTUER AVEC UNE GRANDE PRÉCISION DES MESURES DE FRÉQUENCE DANS LA GAMME 30 c/s... 30 Mc/s... ET INDIQUANT DIRECTEMENT LES RÉSULTATS

PAR

L. R. M. VOS DE WAEL

Laboratoire de Radioélectricité des P.T.T. néerlandais

I. INTRODUCTION.

1.1 Généralités.

Ces dix dernières années le trafic s'est sensiblement accru, ce qui a causé une augmentation considérable du nombre des émetteurs radiotéléphoniques et radiotélégraphiques.

Vu ce qui précède, la nécessité s'impose que chaque émetteur fonctionne de façon à utiliser aussi exactement que possible la fréquence assignée. Aussi les pays intéressés ont-ils dû se décider déjà plusieurs fois, d'un commun accord entre eux à une diminution des tolérances admises pour ce qui concerne l'écart de la valeur nominale. Pour contrôler si chaque émetteur utilise la fréquence assignée, on a besoin d'un dispositif permettant de mesurer d'une façon simple, rapide et très précise, les fréquences utilisées par les émetteurs. Le besoin d'un tel appareil se fait également sentir quand on veut mesurer, avec une grande précision, la fréquence d'un générateur (p. e. aux laboratoires).

La plupart des dispositifs utilisés pour mesurer les fréquences sont basés sur le principe d'intermoduler les harmoniques d'une fréquence étalon avec la fréquence inconnue. La figure 1 donne le schéma de principe d'un montage usuel. Un multivibrateur est commandé à 10 kc/s par une fréquence étalon

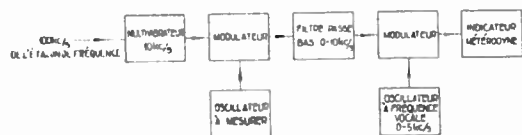


Fig. 1

de 100 kc/s. Le spectre de fréquence qui se produit se compose de multiples de 10 kc/s ; ce spectre est amené, avec la fréquence à mesurer, à un modulateur. Dans le modulateur, l'harmonique de 10 kc/s le plus voisin de la fréquence inconnue, forme avec

celle-ci une fréquence différentielle inférieure à 5 kc/s. Cette fréquence est mesurée au moyen d'un générateur à fréquence vocale très précisément étaloné. Dans ce but ledit générateur est réglé de façon à produire des battements zéro avec la fréquence à mesurer. Cette fréquence est alors égale à 10^4 fois le rang de l'harmonique de 10 kc/s utilisé, lequel résultat est augmenté ou diminué (selon que cet harmonique est inférieur ou supérieur à la fréquence à mesurer) de la fréquence indiquée par le générateur à fréquence vocale.

En apportant une petite modification à la fréquence à mesurer, on peut examiner si l'harmonique de 10 kc/s est inférieur ou supérieur à la dite fréquence.

Si l'on veut mesurer au lieu de la fréquence d'un générateur local, celle d'un émetteur, l'emploi d'un récepteur est indispensable. Cependant la mesure des fréquences d'émetteurs radiotélégraphiques présente encore des difficultés, surtout en cas de fading. On peut remédier aux inconvénients par l'utilisation d'un générateur dit « reproductif ». C'est un générateur local, qu'on règle de telle façon que sa fréquence soit, si possible, exactement égale à celle de l'émetteur à mesurer. La fréquence de ce générateur reproductif est déterminée alors à l'aide de l'appareil de mesure, de la façon décrite ci-dessus.

Plus on réussit à accorder la fréquence du générateur reproductif à celle de l'émetteur, plus les mesures sont précises.

Pour l'intervalle de mesure de 5 - 30 Mc/s, on restreint parfois la fréquence du générateur reproductif à la gamme de 1 - 2 Mc/s, tandis qu'on accorde alors un harmonique du générateur reproductif à la fréquence de l'émetteur. Ceci a l'avantage que, pour déterminer la fréquence du générateur susmentionné, on n'a pas besoin d'un rang élevé de l'harmonique de la fréquence étalon de 10 kc/s. D'autre part, il est bien nécessaire de connaître le rang de l'harmonique utilisé par le générateur reproductif.

La méthode susmentionnée peut être perfectionnée pour obtenir des résultats plus précis. Cela nécessite pourtant l'emploi d'un plus grand nombre de bou-

tons de réglage, tandis qu'il faut alors en outre des employés fort qualifiés pour servir le dispositif de mesure.

1.2 Désavantages de la méthode de mesure décrite ci-dessus.

La méthode de mesure décrite ci-dessus présente entre autres les désavantages ci-après :

a) En déterminant le rang utilisé de l'harmonique de la fréquence étalon de 10 kc/s, on peut faire des fautes (la validité de l'étalonnage du générateur local peut être périmée, et il est possible qu'on fasse une faute dans les calculs auxiliaires etc). Le risque d'une erreur est encore plus grand quand la fréquence à mesurer est tout à fait inconnue et qu'on doit utiliser un rang très élevé de l'harmonique.

b) Les mesures précises exigent une vérification régulière de l'étalonnage du générateur à fréquence vocale à l'aide d'harmoniques d'une basse fréquence étalon.

c) Afin de pouvoir déterminer exactement la fréquence, on doit faire quelques calculs, qui ne sont pourtant pas compliqués ; le dispositif n'indique pas directement la fréquence mesurée.

d) Surtout quand on doit mesurer la fréquence d'un émetteur radiotélégraphique et également en cas de fading profond, il est difficile de régler le générateur reproductif de telle façon que la fréquence soit parfaitement égale à celle de l'émetteur.

Cette difficulté se fait sentir davantage si la fréquence de l'émetteur n'est pas constante. C'est là un des facteurs qui influence directement le degré de précision des mesures.

e) Pour effectuer une mesure, il faut régler un assez grand nombre de boutons.

1.3 Conditions auxquelles doit satisfaire un nouveau dispositif de mesure.

En dressant le projet d'un nouveau dispositif pour mesurer les fréquences, on s'est efforcé de remplir les conditions suivantes :

a) Une étendue de mesure d'environ 30 c/s - 30 Mc/s.

b) Un degré de précision égal ou supérieur à celui de la précision de l'étalon de fréquence utilisé ± 5 c/s.

c) Lecture directe des résultats finals, sans calculs auxiliaires ; de préférence les résultats doivent être imprimés sur une feuille de papier.

d) Une construction évitant toute possibilité d'une erreur dans l'interprétation.

e) Commande simple ; un nombre minimum de boutons de réglage.

f) Fonctionnement rapide, de sorte qu'on peut effectuer en peu de temps un nombre important de mesure de grande précision.

II. PRINCIPE DU DISPOSITIF DE MESURE.

Les fréquences jusqu'à 1 Mc/s sont mesurées à l'aide d'un compteur décimal électronique (CD), indiquant directement chaque fréquence d'environ 20 c/s - 1 Mc/s avec une précision déterminée par les impulsions de seconde dérivées de l'étalon de fréquence ± 1 c/s. (La précision des impulsions de seconde est de 10^{-7} à 10^{-8} , ce qui dépend de la précision de l'étalon de fréquence et de la méthode de dérivation de l'impulsion de seconde).

La mesure effectuée à l'aide du CD ne prend qu'une seconde. Il y a l'avantage que la mesure s'effectue très rapidement, et que le résultat de la mesure est donc, pour ainsi dire, une fréquence « instantanée ».

La fréquence du générateur reproductif du récepteur ne doit être qu'un seul instant égale à celle de l'émetteur pour rendre possible une mesure précise de la fréquence. C'est là un facteur très important en cas d'une réception faible ou dérangée.

Si l'on mesure durant 10 secondes, la précision de la mesure effectuée par le CD est de $\pm 0,1$ c/s au lieu de ± 1 c/s.

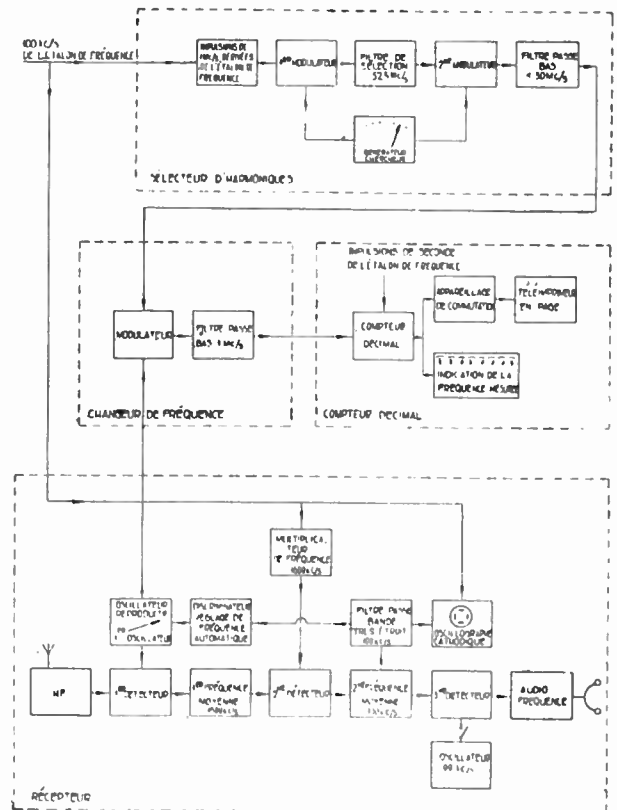


Fig. 2

Les fréquences supérieures à 1 Mc/s sont transformées en fréquence inférieures à 1 Mc/s. Pour cela il faut des fréquences étalon qui sont un multiple de 1 Mc/s. Ces fréquences étalon s'obtiennent à l'aide d'un « sélecteur d'harmoniques » (voir 2.1). En ce qui concerne l'appareillage nécessaire, il faut distinguer la mesure des fréquences de générateurs locaux, p. e. aux laboratoires, et la mesure des fréquences d'émetteurs, p. e. dans un centre de contrôle. Dans

le dernier cas, l'appareillage pour mesurer la fréquence, qui se compose d'un sélecteur d'harmoniques, d'un changeur de fréquence et d'un compteur décimal, doit comprendre en outre un récepteur. Ce récepteur exerce également une influence directe sur le degré de précision des mesures à effectuer.

La figure 2 donne le schéma de principe du dispositif entier.

Celui-ci se compose :

a) du sélecteur d'harmoniques pour obtenir les harmoniques désirés de 1 Mc/s, jusqu'à et y compris le 29^e harmonique, sur base d'une fréquence étalon de 100 kc/s.

b) du changeur de fréquence, changeant la fréquence inconnue en une fréquence inférieure à 1 Mc/s. à l'aide du multiple de 1 Mc/s immédiatement inférieur ou supérieur à ladite fréquence et obtenu à l'aide du sélecteur d'harmoniques.

c) du compteur décimal CD, sur lequel la fréquence mesurée peut être lue directement.

d) du récepteur avec le générateur reproductif.

2.1 Le sélecteur d'harmoniques.

Une fréquence étalon de 100 kc/s est décuplée en deux étages (5×2) jusqu'à l'obtention de 1 Mc/s. La tension sinusoïdale de 1 Mc/s est réduite ensuite en impulsions de courte durée d'une fréquence de répétition de 1 Mc/s. Ces impulsions comprennent tous les harmoniques multiples de 1 Mc/s. L'harmonique requis est sélectionné à l'aide d'un circuit fonctionnant selon la méthode de la modulation double dénommé « sélecteur d'harmoniques ».

On n'a pas besoin de filtres adaptables, mais seulement d'un étroit filtre passe bande, dont la bande doit pourtant être d'une assez haute fréquence. Le dit filtre sera indiqué par le nom de « filtre de sélection ».

Tous les harmoniques jusqu'à et y compris le 29^e peuvent être sélectionnés à l'aide d'un seul bouton, sans que cela exige un changement de l'intervalle.

Nous indiquerons par :

f_r : la fréquence de répétition de l'impulsion, dérivée de l'étalon de fréquence.

f_s : fréquence centrale du filtre de sélection,

$F = nf_s$: fréquence requise (n = rang de l'harmonique),

$F_{\max}$: le plus élevé des harmoniques requis,

f_c : fréquence sur laquelle le « générateur chercheur » est réglé.

Le spectre harmonique des impulsions de 1 Mc/s est intermodulé dans le 1^{er} modulateur (figure 2) avec la tension d'un oscillateur réglable, dénommé « générateur chercheur », qui est réglé jusqu'à l'obtention de la fréquence $f_c = F + f_s$. Il se produit donc un spectre de fréquence modifié, dont le filtre de sélection, placé derrière le 1^{er} modulateur, ne laisse passer que la fréquence f_s . Dans le 2nd modulateur la même fréquence f_s du générateur chercheur est intermodulée avec la fréquence f_c du filtre de

sélection. Derrière ce 2nd modulateur on a placé un filtre passe bas, dont la fréquence de coupure est comprise entre f_s et $F_{\max}$; à la sortie de ce filtre on peut recueillir l'harmonique requis.

Dans le dispositif en question $f_s = 1$ Mc/s.

Le plus élevé des harmoniques requis est le 29^e, de sorte que $F_{\max} = 29$ Mc/s. La bande passante du filtre de sélection étroit a été fixée à $f_s = 32,5$ Mc/s. L'étendue du générateur de sélection est alors comprise entre $32,5$ Mc/s + 1 Mc/s = $33,5$ Mc/s et $32,5$ Mc/s + 29 Mc/s = $61,5$ Mc/s. Toutes les fréquences de cette gamme peuvent être obtenues sans aucun changement de l'étendue.

La fréquence de coupure du filtre passe bas est d'environ 30 Mc/s.

Pour fréquence centrale f_s du filtre de sélection et pour fréquence du générateur chercheur, on a choisi des fréquences supérieures à la plus haute fréquence requise $F_{\max}$, afin qu'à la sortie du 2nd modulateur, tous les produits d'intermodulation, excepté la fréquence requise (F), soient supérieurs à $F_{\max}$. Ceux-ci peuvent alors être éliminés au moyen d'un simple filtre passe bas.

Exemple :

Supposons qu'on désire $F = 14$ Mc/s ; le générateur chercheur doit alors être réglé de façon que $f_c = 14 + 32,5 = 46,5$ Mc/s. A l'entrée du 1^{er} modulateur on obtient alors :

..... 13 ; 14 ; 15 ; Mc/s et 46,5 Mc/s.

Derrière le 1^{er} modulateur, on obtient à l'entrée du filtre de sélection :

$46,5 \pm (\dots\dots\dots 13 ; 14 ; 15 ; \dots\dots\dots) \text{ Mc/s}$
 $= \dots\dots\dots 33,5 ; 32,5, 31,5 \dots\dots\dots \text{ Mc/s et}$
 $\dots\dots\dots 59,5 ; 60,5 ; 61,5 \dots\dots\dots \text{ Mc/s.}$

De ce spectre de fréquence, le filtre de sélection ne laisse passer que la fréquence de 32,5 Mc/s, de sorte qu'on obtient à l'entrée du 2nd modulateur : 32,5 Mc/s et 46,5 Mc/s.

A la sortie du 2nd modulateur on obtient alors : $46,5 \text{ Mc/s} \pm 32,5 \text{ Mc/s} = 14 \text{ Mc/s et } 79 \text{ Mc/s.}$

A la sortie du filtre passe bas il reste donc seulement la tension sinusoïdale requise de 14 Mc/s.

Grâce à la modulation double, un écart de la valeur nominale de la fréquence f_s du générateur chercheur (dans l'exemple ci-dessus 46,5 Mc/s), par exemple par un réglage inexact du générateur chercheur ou par un changement de la température, n'exerce pas d'influence sur la précision de la fréquence finalement obtenue. Celle-ci reste toujours exactement harmonique par rapport à la fréquence étalon fondamentale.

Seule l'amplitude peut changer, à savoir si la fréquence générée par le 1^{er} modulateur ne passe pas exactement par le milieu du filtre de sélection.

Le réglage de ce générateur, dont l'étendue est comprise entre 33,5 Mc/s et 61,5 Mc/s, est donc loin d'être critique. Aussi l'échelle est-elle étalonnée de $1 + 29$ Mc/s. En utilisant un grand condensateur variable aux plaques circulaires montées en série avec une petite capacité constante, on a obtenu une échelle presque linéaire sur l'étendue de 180°.

On peut donc à l'aide d'un seul bouton, dont le

réglage n'est pas critique - sélectionner chaque fréquence qui est un multiple de 1 Mc/s, à savoir entre 1 Mc/s et 29 Mc/s. La précision de chaque fréquence ainsi obtenue est égale à celle de l'étalon de fréquence utilisé.

Pour fréquence de coupure f_c du filtre de sélection, on a choisi une fréquence qui n'est pas un multiple de la fréquence de répétition de l'impulsion ; autrement l'harmonique de cette fréquence de répétition, qui est égale à f_c , passerait toujours par le filtre, quelle que fût la fréquence formée dans le 1^{er} modulateur. En outre la largeur des impulsions a été choisie de façon que les amplitudes des harmoniques dont les fréquences sont les plus voisines de la bande passante du filtre, soient minima.

D'une part, la bande du filtre de sélection doit être aussi large que possible, ce qui rend plus facile le réglage du générateur chercheur. D'autre part, les fréquences les plus voisines de f_c du spectre se produisant à la sortie du 1^{er} modulateur - lesquelles fréquences diffèrent d'un ou de plusieurs multiples de la fréquence de répétition de l'impulsion, de f_c - doivent déjà être affaiblies suffisamment (à savoir 50 à 60 dB).

Il convient de tenir compte d'un écart éventuel du générateur chercheur par rapport à sa valeur nominale, ce qui réduit la largeur de bande admissible.

Le filtre de sélection réglé sur 32,5 Mc/s se compose de 3 étages d'amplification avec un nombre total de 4 circuits accordés à 32,5 Mc/s ; pour diminuer l'affaiblissement, la grille est placée chaque fois sur un branchement de la bobine.

La figure 3 indique la courbe d'affaiblissement du filtre ; la largeur de bande entre les points de 3 dB est de 100 kc/s. A une fréquence différant de 0,5 Mc/s de la fréquence centrale f_c , l'affaiblissement est d'environ 45 dB.

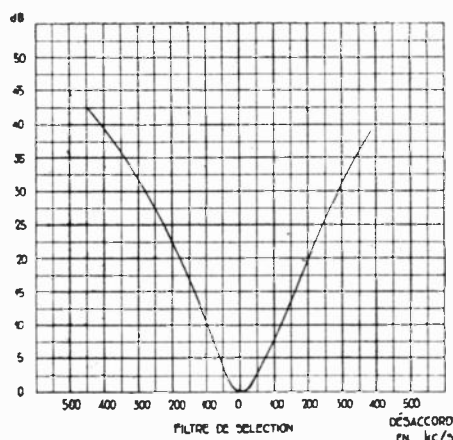


Fig. 3

Le filtre passe bas derrière le 2nd modulateur se compose de quatre sections constantes k et d'une section dérivée. Le filtre a une entrée et une sortie symétriques adaptées à un câble blindé. L'affaiblissement à 32 Mc/s est d'environ 45 dB.

En vue de l'emploi du dispositif aux laboratoires, on l'a muni en outre d'un amplificateur de large

bande pour la gamme de 1 Mc/s - 30 Mc/s, dont la tension de sortie est de 0,5 V sur 80 ohms.

On n'a pas besoin d'un pareil amplificateur de large bande pour les mesures proprement dites.

2.2 Le changeur de fréquence.

Le changeur de fréquence est alimenté de la fréquence à mesurer et de l'harmonique de 1 Mc/s le plus voisin, obtenu à l'aide du sélecteur d'harmoniques, de sorte que la fréquence différentielle est inférieure à 1 Mc/s et peut être mesurée au moyen du compteur décimal. Derrière le modulateur on a placé un filtre passe bas qui a une fréquence de coupure de 1 Mc/s, lequel filtre empêche le passage des autres produits d'intermodulation.

Un voltmètre placé à la sortie du filtre passe bas indique s'il passe une fréquence différentielle inférieure à 1 Mc/s.

Lorsqu'on tourne le bouton de réglage du générateur chercheur, chaque fréquence inconnue est signalée par deux déviations de l'aiguille du voltmètre, à savoir : une déviation indiquant l'harmonique des impulsions de 1 Mc/s immédiatement inférieur à la fréquence à mesurer et l'autre indiquant l'harmonique immédiatement supérieur à la fréquence inconnue.

Même si la fréquence à mesurer est tout à fait inconnue, on peut donc déterminer très facilement entre quels harmoniques successifs de 1 Mc/s elle sera comprise. Pour cela on n'a à régler qu'un seul bouton.

Si la fréquence inconnue est presque un multiple entier de 1 Mc/s, le générateur chercheur a trois positions successives, qui sont indiquées par une déviation de l'aiguille du voltmètre. C'est qu'il passe alors 3 fréquences différentes par le filtre passe bas, à savoir successivement :

- 1° une fréquence légèrement inférieure à 1 Mc/s ;
- 2° une fréquence très basse ;
- 3° une fréquence légèrement supérieure à 1 Mc/s.

Toutes les trois fréquences peuvent être mesurées à l'aide du CD. Sur base des résultats obtenus on peut déterminer, sans erreur possible, la valeur de la fréquence inconnue, de sorte que ce cas spécial ne donne pas non plus lieu à des difficultés.

On choisit de préférence l'harmonique immédiatement inférieur à la fréquence à mesurer, puisqu'alors la fréquence indiquée par le CD et la fréquence de l'harmonique choisi peuvent être additionnées.

Si l'on choisit l'harmonique supérieur, la fréquence indiquée par le CD est le complément de celle mentionnée ci-dessus.

Cependant une difficulté se présente, si la fréquence inconnue est de la gamme de 1 à 2 Mc/s. En pareil cas il faut alimenter le changeur de fréquence d'une fréquence de 1 Mc/s en plus de la fréquence inconnue. On obtient alors, outre la fréquence différentielle requise, la fréquence additionnelle, la fréquence inconnue et la fréquence de 1 Mc/s ajoutée. Le filtre passe bas, qui a une fréquence de coupure de 1 Mc/s, doit empêcher, outre le passage de la fréquence additionnelle, celui des deux dernières fréquences.

On ne peut pas obtenir cela en donnant au filtre

une fréquence de coupure inférieure à 1 Mc/s. Dans ce cas-là les fréquences qui sont à peu près égales à un multiple de 1' Mc/s et dont la fréquence différentielle est - après transformation - environ 1 Mc/s seraient également éliminées par le filtre, de sorte qu'elles ne pourraient pas être mesurées. C'est pourquoi on se sert d'un modulateur équilibré ; tant la fréquence à mesurer que l'harmonique choisi à l'aide du sélecteur d'harmoniques sont amenés en « push-pull », tandis que pour le circuit de sortie les anodes des deux tubes du modulateur sont montées en parallèle. Cependant la suppression des fréquences indésirables susmentionnées reste en partie insuffisante. C'est pourquoi on choisit pour la gamme de 1 jusqu'à environ 1,4 Mc/s provisoirement l'harmonique supérieur, de sorte qu'il faut prendre alors le complément de la fréquence indiquée par le CD.

Quelques autres solutions de ce problème ont été mises à l'étude dans le but d'éliminer ce défaut « esthétique ». Mais ceci n'a pas d'influence sur la précision des mesures.

Il est pourtant possible d'étendre la gamme du type de compteur décimal employé ici jusqu'à environ 1,5 Mc/s. Si l'on emploie alors le sélecteur harmonique dès la fréquence de 1,5 Mc/s et au-dessus, et qu'on mesure les fréquences inférieures à 1,5 Mc/s avec le C.D. seul, on n'a plus de difficultés et il n'est point nécessaire de prendre le complément de la fréquence indiquée par le C.D.

2.3 Le compteur décimal (CD).

Le compteur décimal électronique est d'une construction usuelle et mesure chaque fréquence sinusoïdale d'environ 30 c/s - 1 Mc/s ; les résultats sont indiqués directement par des milliampèremètres.

En outre on a intercalé dans le montage un nombre de relais, de sorte qu'il est possible d'enregistrer les résultats indiqués par le CD à l'aide d'un téléimprimeur en page de construction ordinaire.

La mesure effectuée au moyen du CD prend exactement une seconde. Dès le début de la 2^e seconde l'enregistrement du résultat commence.

On peut donc effectuer toutes les deux secondes une mesure. De cette façon il est également possible de mesurer très rapidement l'écart de la fréquence d'un générateur avec une précision égale à celle de l'impulsion de seconde dérivée de l'étalon de fréquence ± 1 c/s.

Il est en outre possible d'enregistrer, à l'aide d'un milliampèremètre autoenregistreur, 2 chiffres de la fréquence mesurée p. e. les deux derniers chiffres ou une autre paire désirée. D'une longue série de mesures, effectuées pour déterminer la fréquence du même générateur ou du même émetteur, on obtient ainsi directement la graphique indiquant l'écart de la fréquence.

2.4 Le récepteur.

Pour la mesure de la fréquence d'un émetteur on a en outre besoin d'un récepteur. En cas de fading rapide et profond et également lorsqu'on veut mesurer la fréquence d'un émetteur radiotélégraphique, il est en général très difficile de mesurer le signal de l'émetteur même avec une grande précision. C'est

pourquoi on se sert d'un générateur reproductif dont la fréquence est accordée à celle de l'émetteur ; la fréquence de ce générateur est mesurée ensuite de la façon décrite.

Dans la description ci-après nous nous restreignons à la gamme de fréquence de 5 - 30 Mc/s. La dite gamme comprend la plupart des radiocommunications intercontinentales, tandis que les difficultés en matière d'appareillage sont également les plus nombreuses dans cette gamme.

En principe le récepteur est conforme au récepteur moderne pour le trafic commercial récemment projeté dans le laboratoire de Radioélectricité des P.T.T. (1). Comme le récepteur décrit est destiné à la mesure de fréquences, on a apporté quelques modifications pour obtenir la précision requise.

La première fréquence moyenne est de 1 500 kc/s. La fréquence du premier oscillateur est donc supérieure ou inférieure (dans ce cas-ci supérieure) de 1 500 kc/s à celle de la fréquence de l'émetteur. Ce premier oscillateur sert en même temps de générateur reproductif, dont la fréquence est mesurée de la façon indiquée. La fréquence de l'émetteur est alors inférieure de 1 500 kc/s à celle du générateur.

La précision avec laquelle on peut mesurer la fréquence de l'émetteur est non seulement déterminée par le degré de précision du CD même, mais aussi par l'écart éventuel de la fréquence du premier oscillateur par rapport à la fréquence exacte = la fréquence de l'émetteur + 1 500 kc/s. Le premier oscillateur est muni d'un réglage de fréquence automatique de sorte que les écarts des fréquences restent inférieurs à ± 5 c/s. Il est possible de diminuer cet écart davantage, mais le degré de précision obtenu suffit déjà pour la gamme de fréquences susmentionnée.

Pour assurer une plus grande stabilité, le 1^{er} oscillateur est placé en outre dans un thermostat de construction simple, dont la température est constante entre $\pm 1/2$ °C.

La 2^e fréquence moyenne est de 100 kc/s ; vu ceci on a choisi une 2^e fréquence d'intermodulation de 1 600 kc/s. Celle-ci est dérivée de la fréquence étalon de 100 kc/s, de sorte que la 2^e fréquence d'intermodulation ne peut pas causer d'erreurs de mesure.

Le circuit de réglage se compose d'un filtre piézoélectrique très étroit avec une fréquence de coupure de 100 kc/s et une largeur de bande de ± 35 c/s, d'un amplificateur, d'un limiteur et d'un discriminateur. La tension de réglage actionne la bobine de tension d'un moteur Ferraris, dont l'arbre est couplé, par l'intermédiaire d'une roue dentée retardée, à un petit condensateur variable, monté en parallèle avec le condensateur de réglage du 1^{er} oscillateur. Ce système de réglage peut être appliqué tant pour les émetteurs téléphoniques avec ou sans suppression de l'onde porteuse, que pour les émetteurs télégraphiques à manipulation par tout ou rien (« on-off ») dans l'onde porteuse elle-même ou à modulation par déplacement de fréquence (« frequency shift »).

(1) C.T.F. van der Wyck. Un récepteur télégraphique moderne. Revue de la " Nederlandsch Radio Genootschap ", tome XIV, N° 2, mars 1949.

Pour une description plus détaillée du récepteur, nous renvoyons à l'article susmentionné.

La sortie du filtre piézoélectrique étroit d'une fréquence de 100 kc/s est également connectée aux plaques horizontales d'un oscillographe cathodique, tandis que les plaques verticales sont connectées à une fréquence étalon de 100 kc/s. La 2^e fréquence d'intermodulation étant dérivée de l'étalon de fréquence, une figure Lissajous (ellipse) stationnaire est une indication claire que la fréquence du 1^{er} modulateur (qui sert en même temps de générateur reproductif), est exactement égale à celle de l'émetteur + 1 500 kc/s. Si la figure n'est pas stationnaire elle indique l'écart qui reste après l'ajustement automatique.

Si le système d'ajustement automatique ne peut pas bien fonctionner, par exemple en cas d'une réception faible, on peut ajuster le 1^{er} oscillateur, aussi exactement que possible, à l'aide de l'oscillographe cathodique. Comme la mesure effectuée au moyen du CD ne prend qu'une seule seconde, le 1^{er} oscillateur ne doit avoir qu'un instant la fréquence requise pour assurer déjà une mesure précise. Il va de soi que le réglage sans ajustement automatique est plus difficile et prend plus de temps, surtout quand on veut mesurer plusieurs fois de suite la fréquence du même émetteur, ce qui nécessite souvent un ajustement réitéré du récepteur.

Bien que cela ne soit pas nécessaire pour la mesure proprement dite, le signal de l'émetteur, transformé à la 2^e fréquence moyenne de 100 kc/s, est détecté ou bien intermodulé avec une fréquence intermédiaire. Il se produit alors un signal audible. Ce signal peut également être transformé, au moyen d'un téléimprimeur sur bande ou en page, respectivement en signaux Morse ou en caractères d'imprimerie. C'est ainsi qu'on peut déterminer entre autres le nom et le pays d'origine de l'émetteur.

La fréquence finalement mesurée est celle du générateur reproductif, laquelle fréquence est supérieure de 1 500 kc/s à celle de l'émetteur à mesurer. Cette différence, qui est constante pour chaque mesure, peut être comprise assez facilement dans le circuit, de sorte que le CD peut quand même indiquer, ou enregistrer par l'intermédiaire du téléimprimeur, la fréquence réelle de l'émetteur. Dans ce cas-là il n'est donc pas nécessaire de faire de calculs auxiliaires.

3. CONCLUSION.

La figure 4 reproduit la vue d'ensemble du dispositif entier. Le CD ainsi que l'appareillage de commutation et les relais sont logés dans la baie gauche. Dans la baie du milieu sont logés le sélecteur d'harmoniques, le changeur de fréquence et l'amplificateur à large bande. Le grand cadran de réglage est l'échelle en Mc/s du générateur chercheur. Cette baie contient encore quelques panneaux non occupés. Le récepteur de 5 - 30 Mc/s est logé dans la 3^e baie. Comme aux laboratoires ce récepteur est également utilisé pour d'autres buts, il est plus compliqué et comprend outre les boutons nécessaires pour la mesure des fréquences, encore un nombre supplémentaire de boutons.

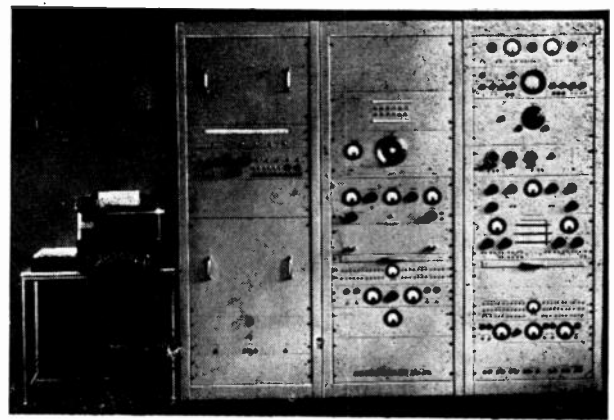


Fig. 4

Le dispositif de mesure décrit a été développé et construit par le laboratoire de Radioélectricité des P.T.T.

En ce qui concerne le développement de l'appareillage, il faut citer tout spécialement les noms de MM. J. G. COSTER (sélecteur d'harmoniques et changeur de fréquence), Ch. J. SANDERS (compteur décimal avec l'appareillage de commutation y afférent) et Monsieur P. J. HOOIJMANS (récepteur).

MESURE RADIOÉLECTRIQUE DE LA VITESSE DES PROJECTILES

(Effet DOPPLER-FIZEAU par réflexion de micro-ondes)

PAR

Bernhard KOCH

Laboratoire de Recherches Techniques de St-Louis (Ht-Rhin)

L'évolution moderne de la technique des très hautes fréquences et des hyperfréquences a rendu possible la réalisation d'une nouvelle méthode de mesure de la vitesse d'objets se déplaçant dans l'espace (p. ex. des projectiles). Le principe est connu depuis quelque temps déjà ⁽¹⁾ et il permet une application intéressante en balistique extérieure pour des projectiles dont le calibre interdit le logement d'appareils à bord ⁽²⁾.

Récemment le même principe a été appliqué à la mesure des vitesses des météorites ⁽³⁾.

Principe de la méthode.

L'introduction d'un obstacle réfléchissant dans le champ de rayonnement d'un émetteur radio-électrique donne lieu à un système d'ondes stationnaires. L'intensité du champ de réflexion dépend sensiblement des dimensions et de la forme du réflecteur ; en général, elle est d'autant plus grande que ses dimensions sont plus grandes par rapport à la longueur d'onde. Ce phénomène présente une analogie avec les expériences classiques d'interférences de FRESNEL, NEWTON, WIENER etc. dans le domaine des ondes lumineuses.

Si la direction de l'onde réfléchie est opposée à la direction d'incidence du rayonnement, la distance entre deux maxima (ou minima) d'intensité du champ ondulatoire est égale à

$$(1) \quad d = \frac{\lambda}{2} \quad (\lambda = \text{longueur d'onde})$$

Si l'obstacle se déplace à une vitesse v dans la direction commune des ondes incidentes et réfléchies, il se produit sur l'élément de la trajectoire ds une variation relative de phase entre les deux ondes :

$$(2) \quad d\varphi = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot ds$$

Par conséquent, un indicateur (détecteur) placé dans le champ subit une variation périodique de son indication (supposée p. ex. proportionnelle à l'intensité instantanée du champ), dont la pulsation

$$(3) \quad \omega_D = \frac{d\varphi}{dt} = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{ds}{dt} = 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot v$$

donne lieu à la fréquence de battement

$$(4) \quad f_D = \frac{2v}{\lambda} = 2 \cdot f_0 \cdot \frac{v}{c}$$

f_0 = fréquence de l'onde porteuse

c = vitesse des ondes électro-magnétiques dans l'air,

(Effet DOPPLER-FIZEAU).

Le détecteur est excité soit par le champ même, soit par une ligne de transmission provenant de l'émetteur — principe du « mélangeur cohérent ». Si la direction d'incidence et la direction de réflexion vers le détecteur forment respectivement les angles α et β avec la trajectoire, on obtient facilement

$$(5) \quad f_D = \frac{v}{\lambda} (\cos \alpha + \cos \beta).$$

Si émetteur et récepteur sont presque symétriques par rapport à la trajectoire ou s'ils sont très voisins

⁽¹⁾ J. GROSSKOPF, K. VOGT, *H. F. Technik und Elektroak.* 57, 143, 1941. A. FLAMBARD, *Onde électrique*, XXXI, 261, 1951.

⁽²⁾ L'étude de ce procédé fut abordée en 1945.

⁽³⁾ D.D. CHERRY, C. S. SHYMAN, *Phys. Rev.* 75, 1441, 1949. L. A. MANNING, O. G. VILLARD Jr., A.M. PETERSON, *Jour. Appl. Phys.* 20, 476, 1949.

l'un de l'autre par rapport à la distance du projectile — ce que l'on cherche toujours à réaliser dans la pratique — on déduit la vitesse à mesurer par la relation fondamentale du procédé :

$$(6) \quad v = \frac{\lambda}{2} \cdot f_D \cdot \frac{1}{\cos \alpha} = v_r \cdot K$$

v_r = vitesse radiale,

$K = \sec \alpha$ = facteur de réduction de la vitesse radiale à la vitesse sur la trajectoire.

En mesurant soit la fréquence f_D soit le temps t correspondant à un parcours $d = \lambda/2$, on fait, en principe, tous les $\lambda/2$ cm (ordre $\approx 10 - 20$ cm) une mesure élémentaire de vitesse ; on obtient ainsi une série d'indications concernant la vitesse radiale sur une base donnée par la longueur d'onde de l'émetteur. On remplace donc la détermination géométrique de la base de mesure nécessaire dans d'autres méthodes par une mesure de la longueur d'onde λ (ou de la fréquence f_0) d'après les méthodes très précises de la métrologie des hyperfréquences.

Quoique ce même principe soit à la base des appareils RADAR à impulsions synchronisées en phase d'oscillation (Radars à élimination d'échos fixes), l'emploi d'un tel appareil ne correspond pas aux exigences poussées de la métrologie balistique.

On sait qu'un tel indicateur fournit la série des impulsions réfléchies par l'objet avec une amplitude modulée par l'effet DOPPLER-FIZEAU. Pour obtenir une précision de l'ordre de 1 % seulement pour la fréquence f_D de cette modulation (p. ex. par enregistrement sur film) il faudrait déjà appliquer une fréquence de répétition f_r à peu près dix fois plus élevée que f_D . Même à la faible vitesse de 300 m/s on obtient pour $\lambda = 23$ cm : $f_D \approx 2\,500$ c/s., c'est-à-dire $f_r \approx 25$ kc/s. Si l'on veut utiliser au moyen d'un appareil RADAR une puissance de crête N_{max} suffisante pour obtenir une portée élevée ($P \sim \sqrt[4]{N_{max} \lambda}$) il faut, au contraire se borner à une fréquence f_r de l'ordre de 2 kc/s. Par contre, une réduction de la fréquence f_0 ne permet plus d'obtenir des réflexions assez fortes pour la poursuite de projectiles de petit ou moyen calibre. Pour ces raisons on est amené à utiliser des émetteurs décimétriques (ou même centimétriques) en régime entretenu.

Réalisation de la méthode.

Il faut donc mesurer avec le maximum de précision possible les facteurs λ (ou f_0), f_D et éventuellement K , qui constituent les éléments de mesure d'après la formule (6).

Depuis le début de 1946 nous avons réalisé et vérifié par de nombreux essais pratiques un appareillage adapté même aux conditions difficiles d'utilisation sur un champ de tir.

Cet appareil est constitué par :

— un ensemble émetteur-récepteur, comprenant le générateur décimétrique, le système d'émission, le système de réception avec système de couplage entre émetteur et mélangeur cohérent ;

- un fréquencemètre étalon ;
- la partie basse fréquence ;
- le système enregistreur comprenant une basse fréquence étalonnée ;
- un système de déclenchement synchronisant l'enregistreur et le tir.

— un dispositif d'exploitation du film enregistré.

L'appareil (sauf le dispositif d'exploitation) est installé dans une remorque laboratoire tout-terrain et complètement autonome avec alimentation par groupe électrogène (fig. 1). Pour l'installation des



FIG. 1. — Installation de l'appareil sur le terrain.

miroirs paraboliques sur le terrain on utilise des supports en bois très légers et faciles à monter. La fig. 2 montre une partie de l'intérieur de la remorque.

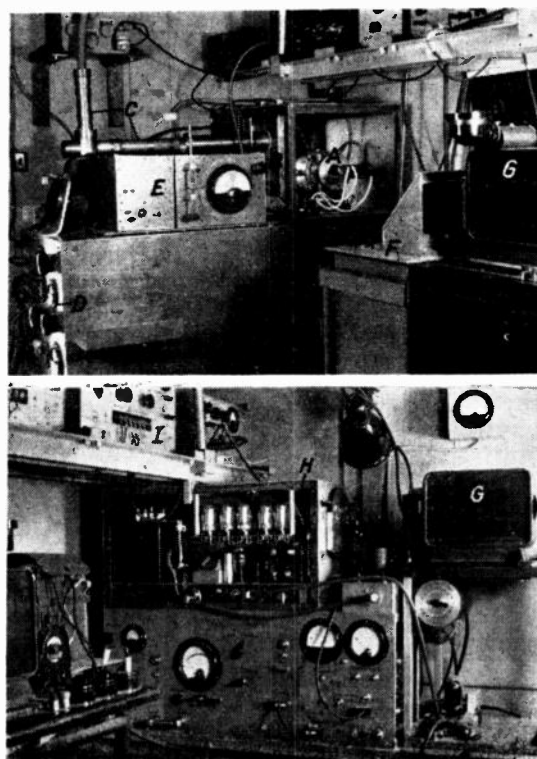


FIG. 2. — Vues de l'installation intérieure.

- A. — Klystron K 771 — B. Cavité de couplage.
- C. — Ligne de transmission d'énergie (avec transformateur d'adaptation et dispositif de mesure du taux d'onde stationnaire).
- D. — Réglage du Klystron — E. Fréquencemètre (f_0).
- F. — Oscillographe à deux spots avec amplificateur B.F.
- G. — Caméras d'enregistrement — H. Fréquencemètre (f_D).
- I. — Réglage du « Resotank ».

Détails sur les caractéristiques et le fonctionnement de l'appareil. Générateurs décimétriques.

Au cours de la mise au point du procédé on a étudié deux différents types d'émetteurs avec des caractéristiques et des efficacités bien différentes. Ces deux émetteurs avec leurs systèmes de réception

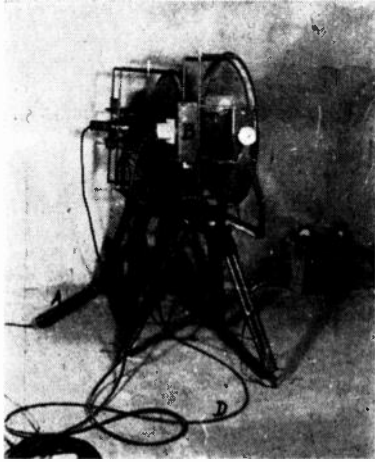


FIG. 3. — Vue de l'ensemble avec oscillateur « Resotank ».
A. — Oscillateur blindé.
B. — Mélangeur blindé.
C. — Dispositif de couplage émetteur-mélangeur.

correspondants forment deux ensembles de mesure complets et indépendants tandis que tous les autres éléments de l'appareil sont communs à ces deux ensembles.

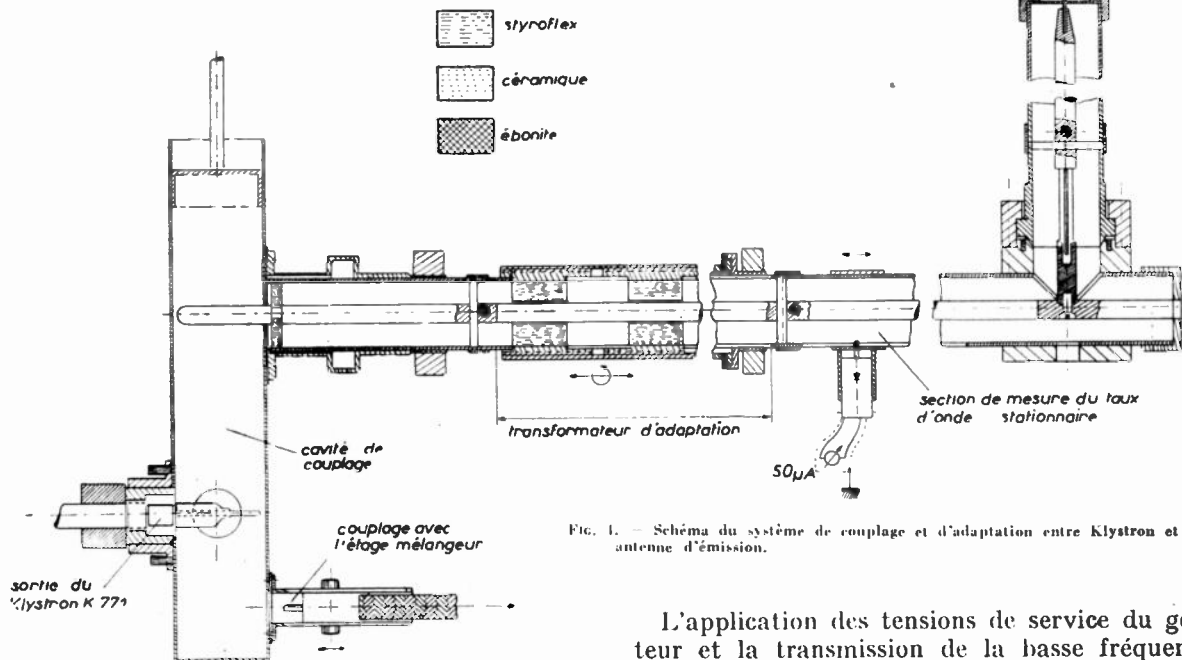


FIG. 4. — Schéma du système de couplage et d'adaptation entre Klystron et antenne d'émission.

a) Ensemble avec oscillateur « Resotank ». $\lambda = 14,6$ cm, $N_0 \approx 0,3$ watt.

Le générateur du premier ensemble de mesure réalisé est un oscillateur à grille positive (« Reso-

tank ») ⁽³⁾ ⁽⁴⁾, dont la fréquence est stabilisée par des cavités à haute surtension. Le faible encombrement et le self-chauffage de ce tube permettent une protection mécanique complète dans un tube de fer blindé par une couche en tôle de plomb pour abriter le générateur contre les fortes ondes de choc accompagnant toujours les tirs au canon. On peut connecter l'oscillateur avec le dispositif d'émission par un câble coaxial assez court (≈ 2 m) évitant des pertes d'énergie importantes.

L'antenne est formée par un simple doublet au foyer d'un miroir parabolique (Diamètre 85 cm; fig. 3). L'adaptation entre antenne et générateur est réalisée par de simples éléments d'adaptation (transformateur en $\lambda/4$) dans une partie bien accessible d'un tronçon rigide du câble coaxial vissé dans le miroir et terminé à l'extrémité par le dipôle rayonnant. L'élément récepteur est construit d'après les mêmes principes. L'énergie captée par le dipôle récepteur au foyer d'un paraboloïde identique au premier attaque l'étage mélangeur à l'autre extrémité d'un tronçon rigide de câble coaxial avec les éléments d'adaptation. Le détecteur à cristal de germanium est excité par une ligne reliée à une petite sonde logée dans une fente du dispositif émetteur et terminée dans le mélangeur par une petite capacité de couplage.

L'application des tensions de service du générateur et la transmission de la basse fréquence f_D délivrée par l'étage mélangeur se fait par l'intermédiaire de tronçons de câble de 100 m environ.

⁽³⁾ A. ALLERDING, W. DÄLLENBACH, W. KLEINSTEUBER, H. F. *Technik und Elektroak* 51, 96, 1938.

⁽⁴⁾ W. DÄLLENBACH, H. F. *Technik und Elektroak*. 61, 161, 1943.

On peut réaliser ainsi une distance assez grande entre la remorque (qui comprend tous les autres appareils de réglage nécessaires) et l'ensemble émetteur-récepteur (fig. 3).

b) Ensemble avec oscillateur « Klystron K 771 », $\lambda = 23$ cm, $N_0 = 100$ watts.

Tandis que l'ensemble « Resotank » a l'avantage d'une grande simplicité et d'une grande légèreté, le deuxième ensemble est caractérisé par une portée considérablement accrue, ce qui donne des possibilités plus variées d'application de la méthode. Comme générateur on utilise un Klystron K 771⁽⁵⁾.

Les caractéristiques d'alimentation de ce tube pour le régime utilisé sont les suivantes :

tension anodique 3,6 kV, courant anodique 150 mA
tension de grille 120 V, courant de grille 20 mA
tension de chauffage 5 V, courant de chauffage 20,5 A

On limite la puissance utile du générateur à 100 W environ, augmentant ainsi la longévité du tube, dont la puissance utile peut être poussée jusqu'à 200 W environ.

L'encombrement et le poids du générateur et du système d'alimentation (fig. 2) nécessite une installation fixe dans la remorque, la transmission d'énergie à l'antenne se faisant par des tronçons de câble de 20 ou 50 m, suivant la distance imposée par les conditions du tir entre le système d'émission et la remorque.

Le schéma du couplage entre le générateur et la ligne de transmission est représentée sur la figure 4. La petite antenne à l'extrémité de la ligne de transmission d'énergie soudée au tube débite l'énergie dans une cavité rectangulaire. Cette cavité transmet l'énergie hyperfréquence à une antenne qui est fixée au début du tronçon rigide de la ligne de transmission d'énergie. Ce tronçon est muni d'un dispositif d'adaptation et d'un tronçon de ligne pour mesurer les taux d'ondes stationnaires. L'autre extrémité de la ligne est terminée par le système d'émission proprement dit, qui est analogue à celui déjà décrit. L'excitation du cristal détecteur du mélangeur est réalisée par la cavité de couplage de l'émetteur à laquelle il est relié par une connection avec affaiblisseur, ce qui permet le réglage critique du niveau d'excitation ainsi que la surveillance de la sensibilité de l'appareil à partir de la centrale de mesure de la remorque.

La surveillance de la sensibilité est réalisée par un répondeur en forme de dipôle tournant, utilisant l'effet de polarisation. La tension B.F. correspondant à une distance normalisée (150 m) est une mesure du bon fonctionnement de l'ensemble. Pour réduire l'excitation directe du système de réception par l'élément rayonnant on profite de la polarisation horizontale, les deux antennes étant installées l'une dans l'axe de l'autre.

Suivant l'angle d'ouverture désiré (quelquefois déterminé par la courbure de la trajectoire du projectile) on peut employer cet ensemble en connexion avec des miroirs de 85 ou 120 cm de diamètre ($D/\lambda = 3,7$ ou $5,2$). La figure 5 montre les lobes calculés et mesurés dans les deux cas en comparaison avec

le lobe de l'ensemble « Resotank » dans le plan horizontal (plan de vecteur E). On a indiqué les lobes pour l'intensité du champ E, qui sont en même temps des lobes pour la portée relative P d'après la formule

$P \approx \sqrt[4]{N_e N_r} \approx \sqrt{N} \sim E$ ($N_e \sim N_r \sim N$, N_e , N_r étant les lobes des puissances d'émission et de réception). Dans le plan horizontal on a alors des angles d'ouverture de $\pm 11^\circ$ ou de $\pm 7^\circ$, tandis que le lobe dans le plan vertical (plan du vecteur H) est un peu plus large ; de plus il faut considérer le système de franges coupant le lobe vertical sous des angles déterminés approximativement par la relation

$$\gamma = \frac{n \cdot \lambda}{4h}$$

$n = 1, 3, 5$, pour le maximum d'intensité,

$n = 0, 2, 4, 6$, pour le minimum d'intensité,

h = hauteur du centre d'émission au-dessus du sol, ce dernier étant supposé plan et d'une très bonne conductibilité.

Les hypothèses nécessaires à la validité de cette formule ne sont généralement pas réalisées et les lobes peuvent être sensiblement différents. En tout cas, l'intensité du rayonnement est toujours mini-

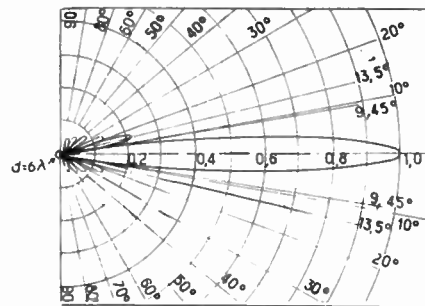


FIG. 5 a. — Lobe de l'appareil, avec oscillateur « Resotank » (miroir de 85 mm. de diamètre).

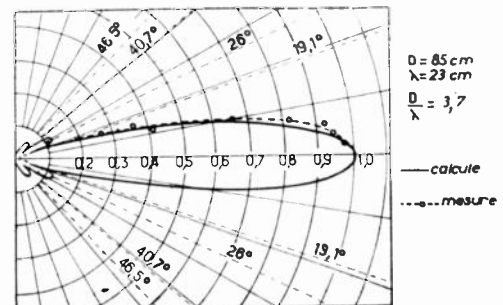


FIG. 5 b. — Avec Klystron K 771 (miroirs de 85 mm. de diamètre).

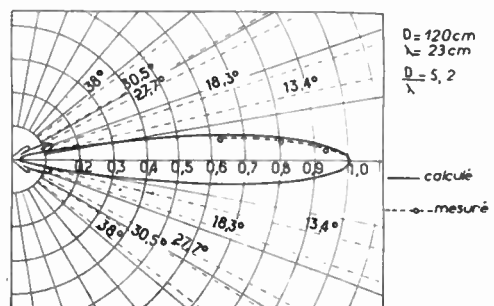


FIG. 5 c. — Avec Klystron K 771 (miroirs de 120 mm de diamètre).

(5) R. WARNECKE. *Annales de Radioélectricité* III, 71, 1948.

ma au voisinage du sol et augmente d'autant plus rapidement avec la distance au sol que la hauteur h est plus grande. Ainsi on en arrive - surtout pour la mesure des tirs horizontaux - à exiger une élévation de l'ensemble aussi grande que possible au-dessus du sol.

Fréquence-mètre étalon.

Pour utiliser au maximum la précision du procédé, il faut connaître à l'instant du tir la longueur

Le schéma de ce fréquence-mètre étalon remarquablement simple est représenté sur la figure 6.

Un oscillateur variable entre 49,0 et 51,0 Mc/s (mais à grande stabilité de fréquence) transmet l'énergie à un étage mélangeur par l'intermédiaire d'un étage séparateur et d'une diode à cristal (augmentant considérablement les taux d'harmoniques). Cet étage mélangeur reçoit d'autre part une petite fraction de l'énergie de l'émetteur par une antenne réceptrice placée au voisinage d'une fente de la ligne de transmission d'énergie. L'oscillateur peut

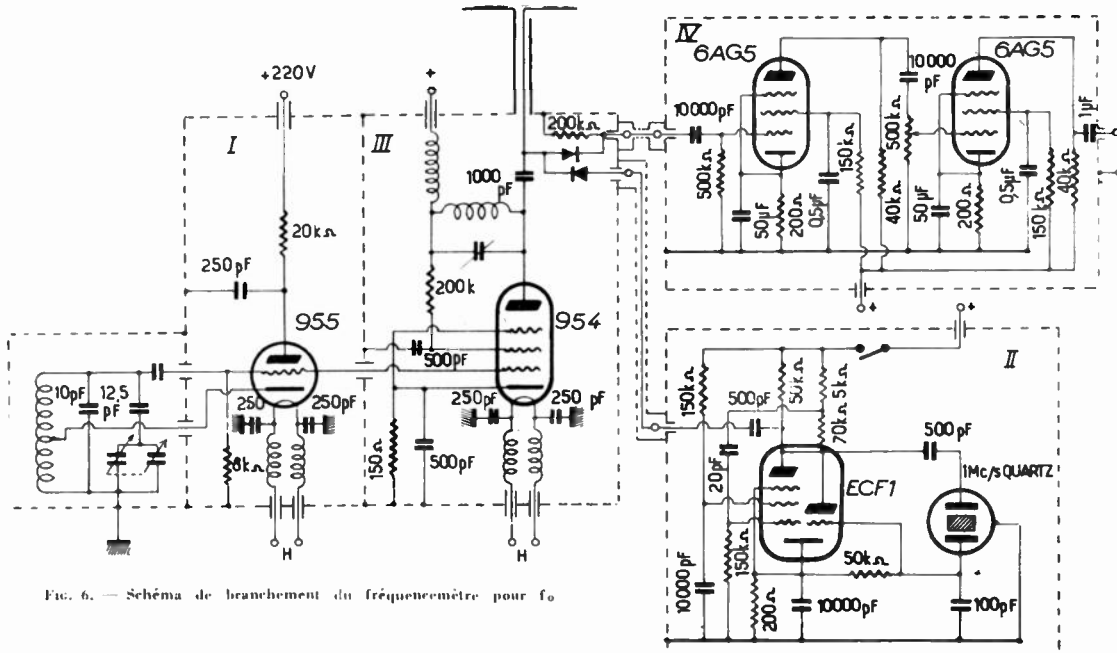


FIG. 6. — Schéma de branchement du fréquence-mètre pour f_0 .

d'onde de l'émetteur avec une précision relative d'au moins $0,5 \text{ } \text{‰}$. C'est déjà l'ordre de grandeur de la dérive thermique des cavités résonantes des générateurs utilisés. Les ondemètres à cavités, d'emploi trop peu rapide, conviennent mal, bien qu'ils indiquent directement λ ; en pratique le contrôle de λ se fait à l'aide d'un fréquence-mètre étalon à batte-

être étalonné par les harmoniques d'un quartz de 1 Mc/s. On arrive ainsi à une surveillance de la fréquence instantanée de l'émetteur avec une précision relative de 10^{-5} , largement supérieure aux fluctuations de fréquence de ce dernier.

À titre d'exemple la figure 7 donne la dérive thermique pendant un temps assez long et les fluctua-

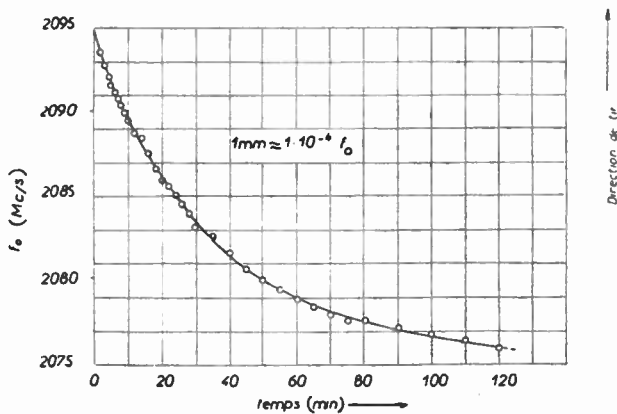
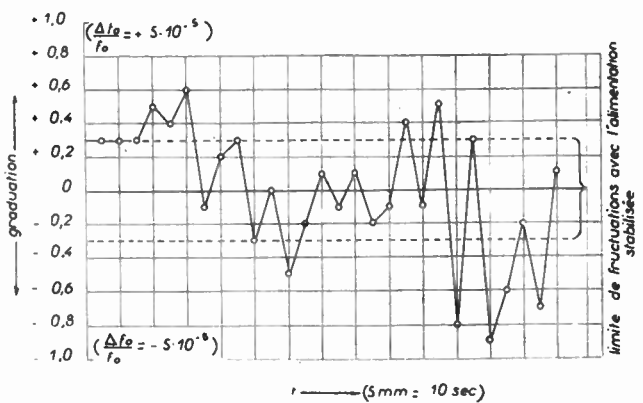


FIG. 7. — Glissement et fluctuations de fréquence d'un « Resotank ».



ment ; la longueur d'onde - base de mesure d'après (6) - est inversement proportionnelle à f à quelques 10^{-4} près, suivant les conditions atmosphériques et thermiques (6). Cette erreur est acceptable.

(6) W. E. PHILLIPS, *Proc. Inst. Rad. Eng.* 38, 786, 1950.

tions de fréquence du Resotank toutes les 10 s. Cette figure montre que ces derniers restent largement au-dessous de la limite admissible ($\approx 10^{-4}$). On peut même mesurer par enregistrement photographique les fluctuations de fréquence d'un générateur pendant des intervalles de l'ordre de la milli-

seconde (temps de parcours de 0,5 m par un projectile ayant une vitesse de 500 m/s $\approx$ 5 cycles de battement f_D).

Pour le Klystron K 771 des mesures analogues démontrent que ces fluctuations sont assez petites ($\approx 5 \cdot 10^{-4}$) pour être négligées par rapport aux autres sources d'erreurs statistiques.

Partie basse fréquence.

L'amplification de la fréquence de battement f_D donnée par l'étage mélangeur se fait pour les deux ensembles émetteur-récepteur par le même amplificateur basse fréquence à couplage résistance-capacité. La bande passante s'étend entre 100 c/s et 18 kc/s.

La figure 8 montre les fréquences de battement en fonction de la vitesse radiale du projectile dans les deux cas $\lambda = 14,6$ et 23 cm ; la bande passante de l'amplificateur basse fréquence correspond alors aux gammes suivantes de vitesse pour les deux cas : $V = 10 \dots 1\,200$ m/s pour l'émetteur Resotank, $v = 17,5 \dots 2\,100$ m/s pour l'émetteur Klystron K 771.

La seule particularité de cet amplificateur est son système de correction de gain par décharge d'un circuit RC variable suivant la vitesse du projectile permettant une égalisation approximative des in-

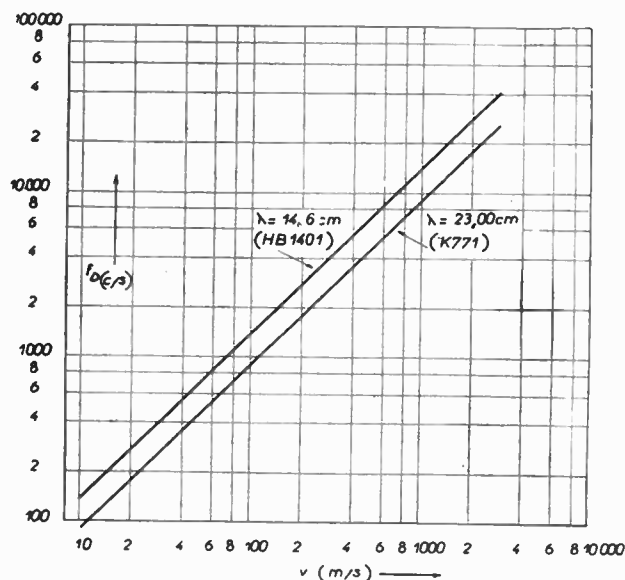


FIG. 8. — Fréquence de battement en fonction de la vitesse pour $\lambda = 14$ et 23 cm.

tensités très différentes du niveau de réception pendant un tir. La décharge du condensateur est déclenchée par l'allumage d'un thyatron commandé par l'apparition de la tension de battement au début de l'enregistrement. Le bruit de fond de l'amplificateur même correspond à une tension équivalente à 3,5 μ V, il est négligeable par rapport au bruit de fond du détecteur excité.

Système enregistreur.

La méthode la plus précise pour mesurer la fréquence de battement f_D consiste à l'enregistrer sur un film simultanément avec une fréquence étalon.

Dans ce but on utilise un tube cathodique à deux spots et une caméra tournant à une vitesse bien constante (vitesse d'enregistrement 0,25 - 10 m/s). (Voir l'ensemble enregistreur sur la figure 2).

Le deuxième système du tube cathodique est asservi à la fréquence standard d'un oscillateur à quartz de 10 kc/s (stabilité relative 10^{-5}). Par division de fréquence on obtient du même oscillateur les fréquences 1 kc/s et 500 c/s avec la même précision relative et avec les subdivisions de 10 kc/s. La stabilité de la division de fréquence - même dans les mauvaises conditions de travail existant souvent sur le champ de tir - est assurée par l'utilisation d'un deuxième oscillateur sousharmonique LC stabilisé par l'oscillation du générateur étalon ⁽⁷⁾ ⁽⁸⁾.

On est arrivé ainsi à un rapport de division 10 : 1 ou même 20 : 1 sans aucun risque de décrochage, tandis que l'utilisation des multivibrateurs synchronisés exige l'emploi de plusieurs étages diviseurs pour obtenir le rapport de division avec une certitude absolue. L'impédance à la sortie de l'étalon est basse ($\approx 500 \Omega$) ce qui permet de repérer à 0,1 ms près un instant arbitraire sur la trajectoire (p. ex. sortie du tube) par une brusque variation de l'amplitude des impulsions de la fréquence de référence, provoquée par la rupture ou la fermeture d'un court-circuit partiel de la tension de sortie. Il est ainsi possible d'établir des signaux de coïncidence avec d'autres appareils de mesure (caméras, chronoloupes, cinéthéodolites...).

Système de déclenchement synchronisé.

Pour éviter de perdre inutilement du film, il est indispensable de synchroniser le démarrage du film avec le départ du coup. Dans ce but on a construit un appareil déclencheur (dont le schéma n'est pas donné ici), qui permet de déclencher le tir (ou d'autres appareils synchronisés) avec des retards bien déterminés (entre 5 et 2 500 ms.) par rapport au déclenchement du film. Le déclenchement de cet appareil se fait directement de l'intérieur de la remorque ou par un câble dont la longueur peut aller jusqu'à quelques centaines de mètres (p. ex. par le tireur d'un canon).

Dispositif d'exploitation.

Les enregistrements sont exploités en projetant le film sur une table à l'aide d'un dispositif permettant de lire les distances sur le film à 0,02 mm près. On réunit toujours une série de mesures élémentaires, en nombre variable selon la résolution désirée pour la trajectoire. Pour des enregistrements nets et peu brouillés par des interférences ou par le jet des propulseurs, on obtient ainsi la vitesse radiale :

$$v_r = \frac{n \cdot \lambda / 2}{t}$$

en fonction du parcours en énumérant le nombre n des bases élémentaires parcourues dans le temps t .

⁽⁷⁾ SCHEIBE et ADELSBERGER, H. F. *Technik und Elektroak.* 43, 37, 1934.

⁽⁸⁾ E. NORMANN, *Proc. IRE* 3 799 - 1946.

Si l'enregistrement est brouillé sur une partie, on obtient la vitesse en fonction du temps en interpolant entre deux parties non brouillées, ce qui sera suffisant dans la plupart des cas. L'accélération se déduit de la courbe des vitesses par une seule différentiation et la distance radiale par une simple intégration (nombre n). La précision du procédé n'est d'ailleurs pas limitée par la précision de lecture. Celle-ci est en effet de 0,4 % si l'on prend une suite de 30 oscillations, qui représentent une longueur sur la trajectoire de 2 m dans le cas de l'émetteur Resotank et 3 m dans le cas de l'oscillateur à Klystron.

Exploitation électronique. Indication directe de la vitesse.

Dans un grand nombre de cas on obtient des enregistrements très peu perturbés, ce qui rend possible l'emploi de procédés électroniques pour mesurer immédiatement la fréquence de battement. Il est absolument nécessaire que l'indication d'un tel fréquencesmètre soit complètement indépendante de l'amplitude du signal au-dessus d'un certain rapport signal/bruit de fond et dans une très grande mesure également indépendante de la forme du signal périodique. Un tel appareil basé sur un fréquencesmètre électronique (*) a été étudié et employé avec succès dans certains cas d'enregistrement peu perturbés (*). Il est branché à la sortie de l'amplificateur basse fréquence en parallèle avec l'oscillographe enregistreur. L'appareil transforme la fréquence f_b en déviation du spot d'un deuxième oscillographe selon une loi sensiblement linéaire. En modulant la brillance de ce tube par une fréquence dérivée du standard basse fréquence, on obtient un enregistrement direct de la vitesse en fonction du temps (voir l'exemple de la fig. 18). Après chaque coup on étalonne l'appareil par une série de fréquences dérivées du standard basse fréquence, ce qui donne une précision de mesure de l'ordre de 0,5 à 1 %.

Installation de l'appareil.

L'installation la meilleure de l'appareil est largement conditionnée par les conditions particulières des différentes possibilités d'application. Généralement on cherche à éliminer l'influence du facteur K en dirigeant le rayon appareil—projectile aussi près que possible de la trajectoire. Pour les tirs au canon on place l'appareil derrière ou devant la pièce, dans l'axe du tir. Le premier mode d'installation présente l'avantage de n'introduire aucun appareil dans la ligne de tir. Mais en revanche l'enregistrement peut être sensiblement influencé ou même brouillé par de fortes réflexions sur les pièces métalliques en recul, sur les cailloux ou même sur les gaz fortement ionisés qui s'échappent à la bouche, et enfin par le souffle considérable que produit un gros matériel. Dans ce dernier cas l'enregistrement reste suffisamment net tant que l'onde sonore n'a pas atteint l'appareil. Pour $v_0 = 650$ m/s, on doit p. ex. choisir une distance $a = 50$ m derrière la

pièce pour obtenir une longueur pratiquement exploitable de 100 m. Ce mode d'installation est le seul possible pour les tirs d'engins autopropulsés et pour les tirs sous grand angle de site. Mais si l'on mesure la vitesse initiale (v_0) et le coefficient de résistance de l'air (c_x) en faisant des tirs horizontaux avec trajectoire stable, il est préférable de placer l'appareil devant le canon, soit dans le sens de la trajectoire soit dans le sens inverse en dirigeant les miroirs vers la bouche. Cette installation a l'avantage d'éviter complètement l'influence du souffle et permet ainsi les enregistrements les plus nets.

Dans le cas de tirs horizontaux on peut en général éliminer l'influence systématique du facteur K de la formule (6) en limitant le dépouillement d'un enregistrement à une distance avant les miroirs telle que ce facteur reste sensiblement inférieur à la dispersion statique des mesures élémentaires. Les exemples suivants montrent que ces dispersions sont d'environ 1 % pour les distances de l'ordre de $10 \cdot \lambda/2$. Il faut donc terminer l'exploitation d'un enregistrement à une distance de 20 m environ avant les miroirs, la trajectoire passant à 1,5 m environ à côté.

Dans tous les cas où il s'agit d'une trajectoire sensiblement oblique par rapport à la direction radiale l'appareil—projectile (tir au canon à grande distance, autopropulsé à grand angle de site) il est possible de passer des vitesses radiales v_r fournies par l'exploitation aux vitesses sur la trajectoire en faisant certaines hypothèses souvent réalisées dans la pratique. Pour les tirs au canon à grande distance sous angle de site élevé, on peut admettre que la trajectoire exploitable (quelques centaines de mètres) ne s'écartera pas de la tangente initiale (dans la limite des erreurs admissibles par rapport aux dispersions des mesures élémentaires).

On obtient ainsi — voir fig. 9 — pour le facteur de réduction

$$(7) \quad K = \sec \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{A}{L} \sin \alpha_0\right)^2}}$$

A = distance initiale entre l'appareil et le matériel,
 α_0 = angle de départ rapporté à la direction radiale appareil-matériel.

L = distance radiale appareil-projectile,

$$L = A + n \cdot \frac{\lambda}{2} = A + \int_0^t v_r \cdot dt$$

n = nombre de battements comptés sur le rayon.

On trouve alors K au moyen de l'abaque de la fig. 9 en fonction du rapport L/A avec le paramètre α_0 . Il est ainsi facile de se rendre compte de l'influence exercée sur la précision du facteur K , c'est-à-dire sur la précision de v par l'erreur commise sur les grandeurs α_0 , A et L si la précision de v_r est connue par l'exploitation du film.

En effet, on trouve assez souvent que le début d'une trajectoire est sensiblement perturbé par les gaz ionisés de la bouche ou des propulseurs. Ainsi on ne peut aborder l'exploitation d'un tel enregistrement qu'à partir d'une distance radiale $L_0 \neq A$; en général on trouve L_0 par l'extrapolation de la courbe de vitesse radiale avec le temps t_0 entre le

(*) Th. FECKER, *Elektr. Nachr. Techn.* 13, 205, 1936.

(*) Cet appareil a été étudié par G. SCHULTZE et fera l'objet d'une publication spéciale.

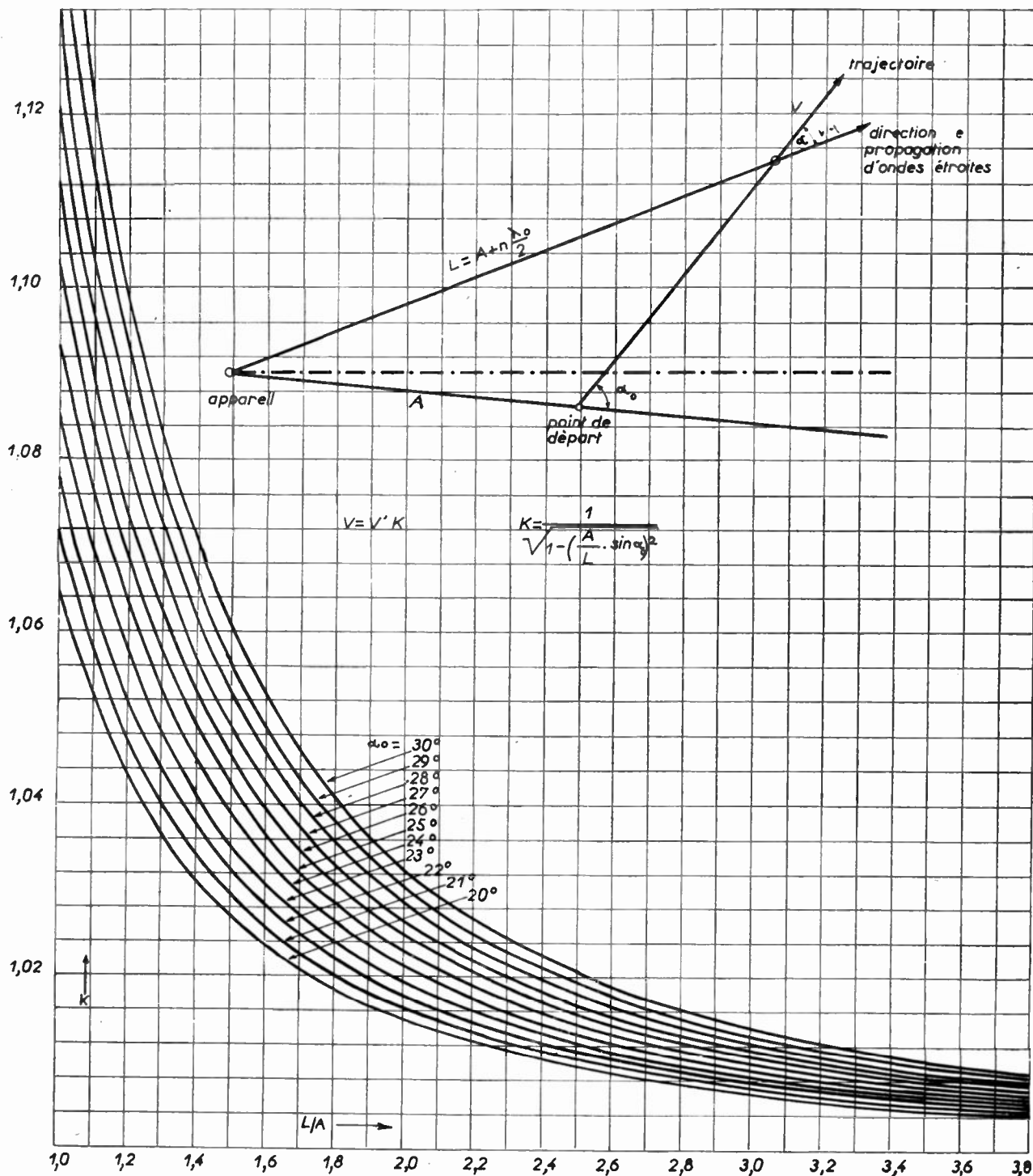


FIG. 9. — Abaque pour le facteur de réduction.

départ du coup (marqué de la façon mentionnée plus haut) et le début du dépouillement en prenant une vitesse moyenne sur cet intervalle :

$$L_0 = A + \bar{v}_r \cdot t = A + l_0.$$

C'est surtout l'erreur sur l_0 qui détermine l'erreur sur L_0 d'après la relation :

$$\frac{\delta l_0}{l_0} = \frac{L_0}{l_0} \cdot \frac{\delta L_0}{L_0} = \left(1 + \frac{A}{l_0}\right) \cdot \frac{\delta L_0}{L_0}.$$

On a en général $A \approx 10 l_0$ et alors pour $\frac{\delta l_0}{l_0}$ une

erreur admissible environ 10 fois plus grande que sur L d'après l'abaque. Même dans le cas d'un enregistrement sensiblement perturbé pendant la période d'accélération d'une fusée, les conditions ne sont pas critiques ; un calcul simple montre que même dans le cas d'une réduction très précise (3 %) sous un angle de site assez élevé ($\alpha_0 \approx 30^\circ$) il n'est jamais nécessaire de déterminer l_0 avec une précision qui dépasse 10 % ; dans la plupart des cas cette précision a été obtenue facilement.

La possibilité de ramener au cas précédent le cas d'une trajectoire s'écartant sensiblement de la tan-

gente initiale dépasse le cadre de cet article. Nous dirons sommairement qu'une telle réduction est possible si l'accélération reste sensiblement constante dans la direction de la tangente initiale — ce qui se réalise quelquefois. A cette condition on peut passer avec une bonne approximation de la vitesse radiale à la vitesse sur la trajectoire avec un angle

$\alpha'_0 = \alpha_0 - \Delta \alpha_0$ où $\Delta \alpha_0 \approx \cos \alpha_0 \cdot \frac{g}{b}$ (g = pesanteur, b = accélération constante dans la direction de la tangente initiale).

Dans tous les cas qui ne correspondent pas aux hypothèses mentionnées, le passage de v_r à v devient incertain. Il serait nécessaire de connaître la trajectoire dans l'espace soit par enregistrements photographiques soit par mesure des vitesses radiales suivant trois axes de coordonnées. Ce dernier procédé dont le principe est connu depuis longtemps devient intéressant surtout dans le cas de gros projectiles à grande portée. La solution de ce problème a été abordée par différents auteurs ⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾ avec des méthodes qui utilisent des installations radio-électriques plus ou moins importantes à bord de l'engin et qui ne sont pas discutées ici. En principe, notre méthode de réflexion ne nécessitant aucune installation à bord pourrait être utilisée de la même manière — de façon surtout intéressante pour l'étude de projectiles de calibre moyen.

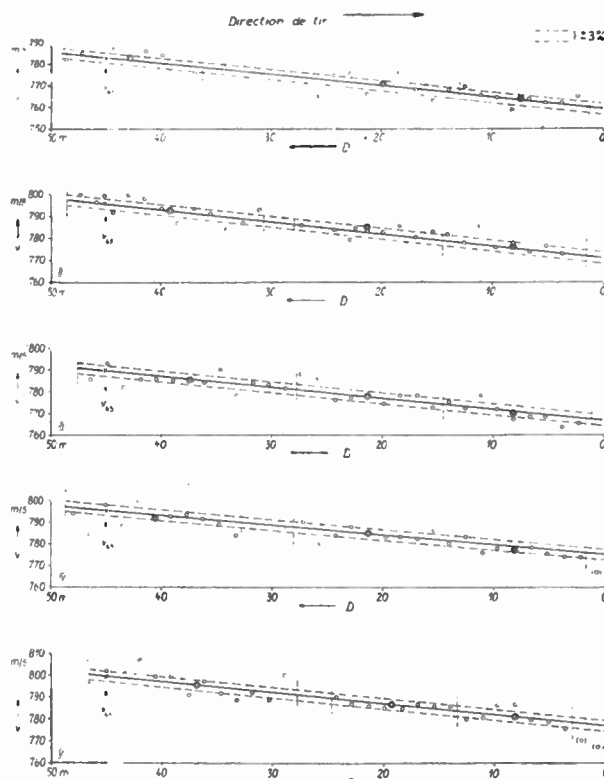


FIG. 11. — Dépouillement de cinq enregistrements (calibre 37 mm).

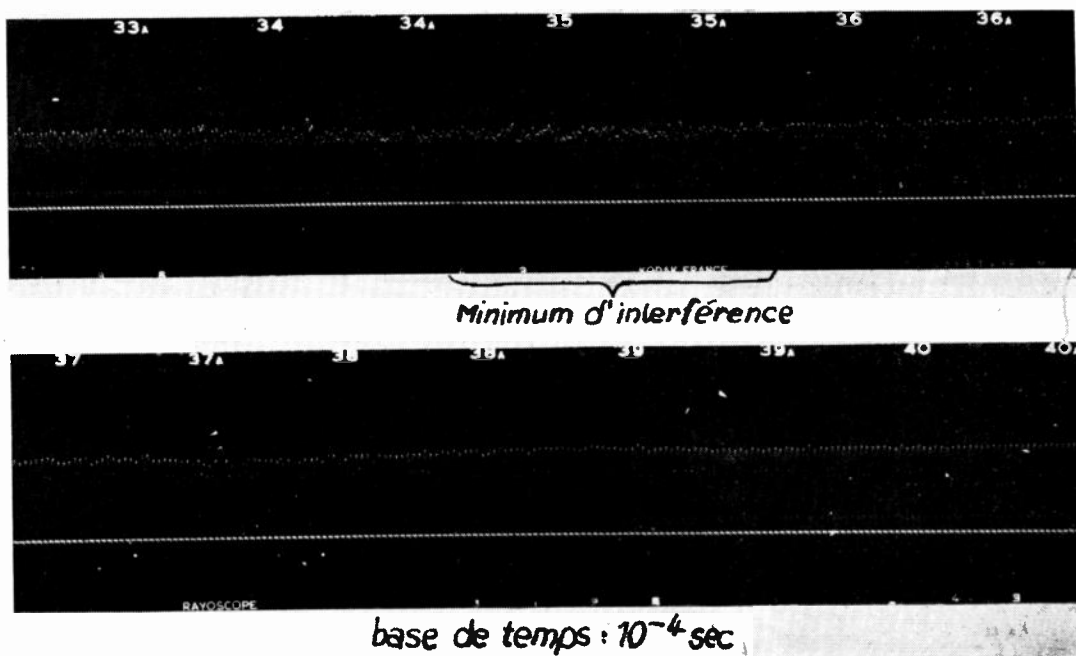


FIG. 10 — Enregistrement d'un projectile de 37 mm. avec oscillateur « Resotank ».

Résultats et mesure

Pour montrer la possibilité d'application de la méthode, nous présentons quelques résultats types, choisis parmi les très nombreux essais effectués depuis 1947, dans des conditions très différentes.

⁽¹⁰⁾ R. L. MALLIG, *Proc. Inst. Rad. Eng.* 35, 1357, 1947.

⁽¹¹⁾ L. A. DELSASSO, L. G. de BEY, D. REUYL, *Jour. aéronaut. Sci.* 15, 605, 1948.

⁽¹²⁾ I. PODLIASKY, *Le trajectographe ONERA. La Rech. Aéronaut.* N° 18, p. 35, 1950. R. MOSCH, voir R. MERTEN, *Hochfrequenztechnik und weltraumfahrt.* Stuttgart 1951.

Tirs horizontaux : Tirs au canon.

Mesure de la vitesse initiale et du coefficient de résistance de l'air.

Pour obtenir le maximum de précision, on choisit l'installation devant la pièce en direction de la bouche. La fig. 10 montre un fragment d'enregistrement obtenu avec l'ensemble « Resotank » : calibre 37 mm, distance mesurée environ 70 m. On reconnaît très bien l'influence du sol au milieu de l'enregistrement où le projectile passe à 70 cm au-dessus d'une

TABLEAU I

Mesures de la vitesse et du coefficient balistique
d'un projectile de 37 mm (oscillateur Resotank).
(base de mesure 45 m)

Tir N°	Nombre des repères	v_{45} (m/s)	m_v/v	c_x	m_{c_x}/c_x
I	25	$782,5 \pm 1,9$	$\pm 2,4 \text{ ‰}$	$0,70_0$	$\pm 12,9 \text{ ‰}$
II	30	$796,2 \pm 1,4$	$\pm 1,7$	$0,69_0$	$\pm 10,1$
III	29	$790,0 \pm 1,2$	$\pm 1,6$	$0,70_6$	$\pm 9,6$
IV	26	$795,3 \pm 1,4$	$\pm 1,8$	$0,60_0$	$\pm 11,7$
V	27	$799,0 \pm 1,6$	$\pm 2,1$	$0,64_3$	$\pm 14,3$
Distance entre 2 repères consécutifs $20 \cdot \lambda/2 = 1,46 \text{ m}$				$0,66_7 \pm 0,02$	$\pm 6 \text{ ‰}$
		Moyenne pondérée :		$0,67_2 \pm 0,04$	$\pm 3 \text{ ‰}$

TABLEAU II

Tir N°	Base de mesure (m)	Nombre des repères	v_a (m/s)	m_{v_a}/v_a	$\sqrt{N} \cdot \frac{m_{v_a}}{v_a} (+)$	$v_0 \text{ } (+ +)$ (m/sec)
I, $v_{5,75}$	10,45	15	$255,58 \pm 0,13$	$\pm 0,5 \text{ ‰}$	$\pm 1,93 \text{ ‰}$	$257,11 \pm 1,03 \text{ ‰}$
II, $v_{6,20}$	9,11	13	$302,79 \pm 0,31$	$\pm 1,01 \text{ ‰}$	$\pm 3,63 \text{ ‰}$	$306,25 \pm 2,45 \text{ ‰}$
III, $v_{6,56}$	9,42	13	$284,96 \pm 0,45$	$\pm 1,6 \text{ ‰}$	$\pm 5,8 \text{ ‰}$	$287,08 \pm 4,0 \text{ ‰}$
IV, $v_{5,46}$	10,00	15	$285,02 \pm 0,55$	$\pm 1,94 \text{ ‰}$	$\pm 7,5 \text{ ‰}$	$287,97 \pm 3,9 \text{ ‰}$
V, $v_{6,92}$	9,42	14	$297,08 \pm 0,24$	$\pm 0,82 \text{ ‰}$	$\pm 3,07 \text{ ‰}$	$298,27 \pm 1,9 \text{ ‰}$

(+) Erreur moyenne sur un seul point mesuré pour une distance de mesure de 73 cm. (+ +) Extrapolé à l'aide de la valeur de c_x obtenu avec le tir correspondant.

TABLEAU III

Mesure de la vitesse et du coefficient balistique
d'un projectile de 75 mm (Klystron K 771)

Tir N°	D (m)	v_0 (m/s)	m_{v_0}/v_0	c_x	m_{c_x}/c_x
I	142	$754,6 \pm 0,57$	$\pm 0,76 \text{ ‰}$	$0,397 \pm 0,017$	$\pm 4,4 \text{ ‰}$
II	188	$756,4 \pm 0,68$	$\pm 0,9 \text{ ‰}$	$0,36 \pm 0,017$	$\pm 4,7 \text{ ‰}$
III	181	$771,8 \pm 0,85$	$\pm 1,1 \text{ ‰}$	$0,375 \pm 0,021$	$\pm 5,5 \text{ ‰}$
IV	144	$766,5 \pm 0,95$	$\pm 1,2 \text{ ‰}$	$0,31 \pm 0,03$	$\pm 9,4 \text{ ‰}$
V	129	$775,0 \pm 0,70$	$\pm 0,9 \text{ ‰}$	$0,418 \pm 0,024$	$\pm 5,4 \text{ ‰}$

Moyenne pondérée : $c_x = 0,387 \pm 0,009$ ($\pm 2,3 \text{ ‰}$).
Moyenne arithmétique : $c_x = 0,378 \pm 0,021$ ($\pm 5,6 \text{ ‰}$).

bosse de terrain ; sur les autres parties de la trajectoire la hauteur moyenne s'élève à 1,20 m. La fig. 11 reproduit le dépouillement d'une série de 5 tirs effectués dans les mêmes conditions. Les résultats sont indiqués dans le tableau I. On y voit d'abord les vitesses initiales v_0 , tirées des courbes de vitesse et la précision calculée à partir de la dispersion des différents points de mesure par la méthode des moindres carrés. On a indiqué en outre les valeurs de c_x (d'après la relation $c_x = \frac{dv/dt \cdot G}{v^2 \cdot \rho/2 \cdot F}$ pour chaque

tir ainsi que la précision correspondante. (G = poids du projectile en Kg, F = section droite en m^2 , ρ = densité de l'air = 1,22 kg/m³).
Si l'on se contente — comme les méthodes classiques de mesure de v_0 (cadre-cible, Boulengé, chronographe à étincelles ou à cellule de Kerr, barrière optique, etc.) — d'indiquer la vitesse moyenne v_a (au lieu de v_0) sur un segment de longueur $2a$ devant la bouche, les précisions de mesure sont sensiblement supérieures à celles figurant dans le tableau I (voir le tableau II pour des tirs subsoni-

ques). Mais dans ce cas, il faut extrapoler la valeur v_0 en utilisant une valeur du coefficient balistique donnée par de précédentes expériences.

La mesure directe de la vitesse v_0 à l'aide de l'ensemble de la courbe des vitesses présente l'avantage fondamental suivant : elle est sensible à l'influence des irrégularités du mouvement du projectile (oscillations, obliquité, etc.) dont on doit tenir

valeur moyenne pondérée pour c_x , en tenant compte de l'erreur sur chaque coup. Une augmentation de la portée accroît sensiblement la précision sur c_x ; en effet l'erreur moyenne m_c sur c_x (pour une erreur donnée m_v sur v) est inversement proportionnelle à la base de mesure.

Le tableau III donne les résultats d'une série de mesures effectuées sur un projectile de 75 mm avec

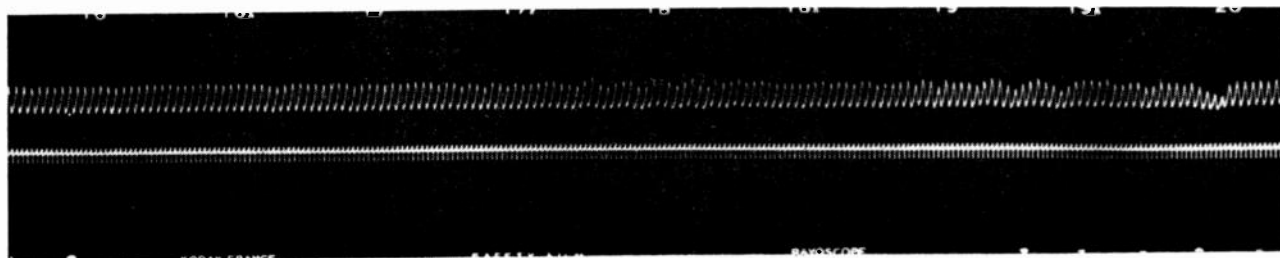


FIG. 12. — Enregistrement d'un projectile de 75 mm. avec oscilateur K 771.

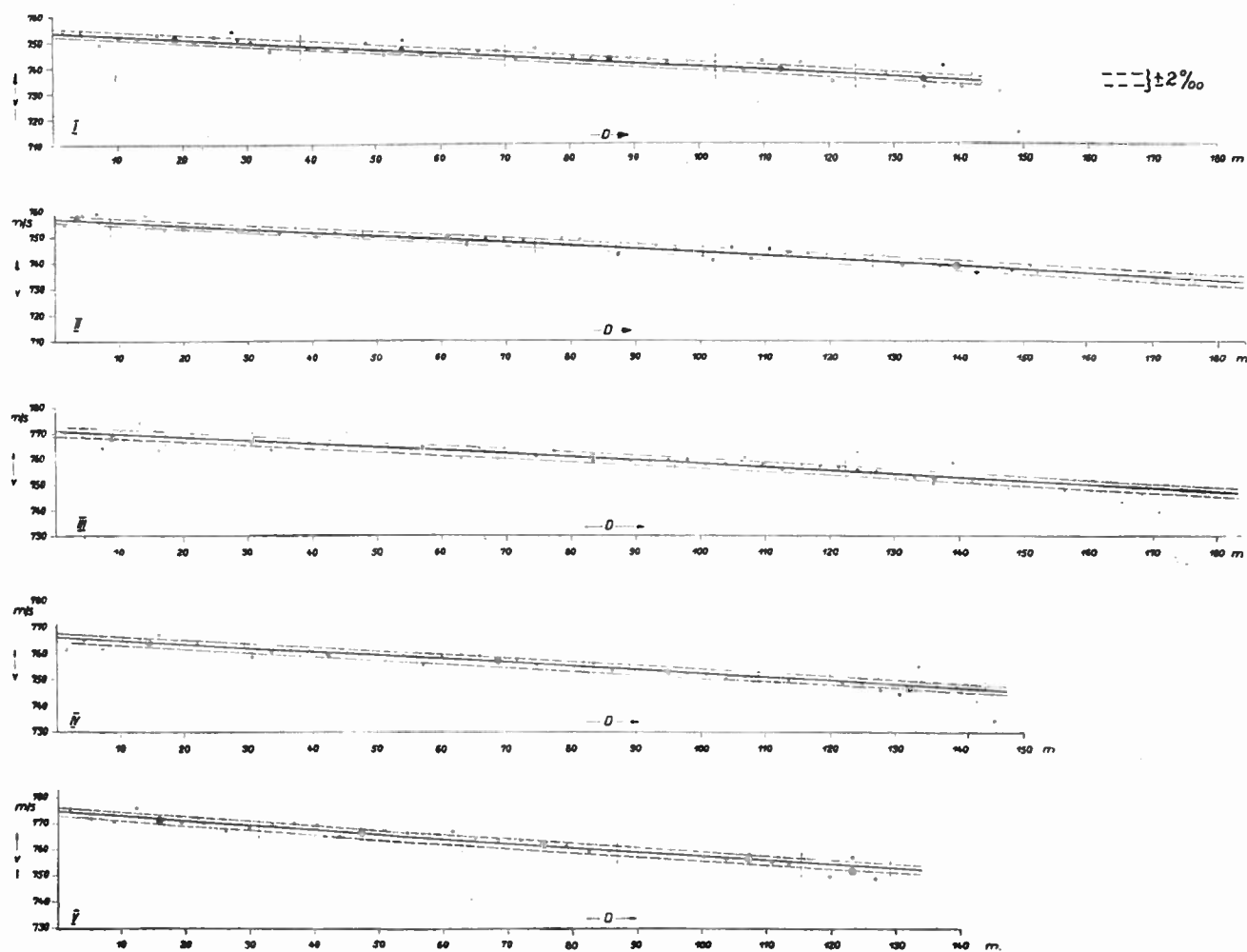


FIG. 13. — Dépouillement de cinq enregistrements (calibre 75 mm.).

compte à proximité de la bouche. Par contre, la méthode se basant sur le c_x moyen peut fournir une valeur faussée de v_0 , avec une précision qui n'est qu'apparente.

On obtient ainsi, avec cet appareil relativement simple, et à l'aide de quelques tirs seulement, une

l'appareil « Klystron » sur des bases allant de 130 à 190 m (voir un exemple d'enregistrement sur la fig. 12 et les dépouillements sur la fig. 13). On a déduit de nouveau les valeurs v_0 de l'ensemble de la courbe de vitesse. Les données concernant la précision de mesure de c_x montrent encore une fois

l'avantage de la formation d'une moyenne pondérée ; en effet, en tenant compte des dispersions relevées pour chaque tir, on obtient pour la moyenne relative à 5 coups une erreur limite de $\pm 2,3 \%$ tandis qu'en prenant la moyenne arithmétique de ces mêmes c_x , l'erreur limite s'élève à $\pm 5,6 \%$. La précision de mesure s'accroît encore si l'on utilise des projectiles

dont le poids par centimètre carré de section est plus petit ; on ne discutera pas ici ces problèmes relatifs à la balistique générale.

Il est également possible de mesurer en un seul essai la fonction c_x pour une gamme étendue de vitesses (voir fig. 14). Ceci présente un intérêt spécial pour l'aérodynamique balistique surtout dans le domaine transsonique.

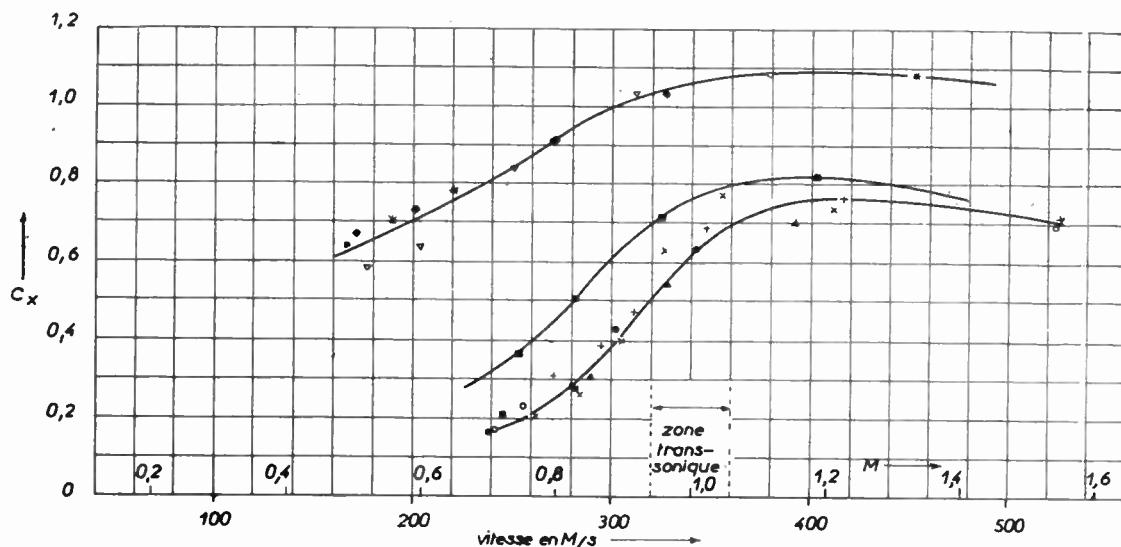


FIG. 14. — Coefficient balistique des projectiles en fonction de la vitesse.

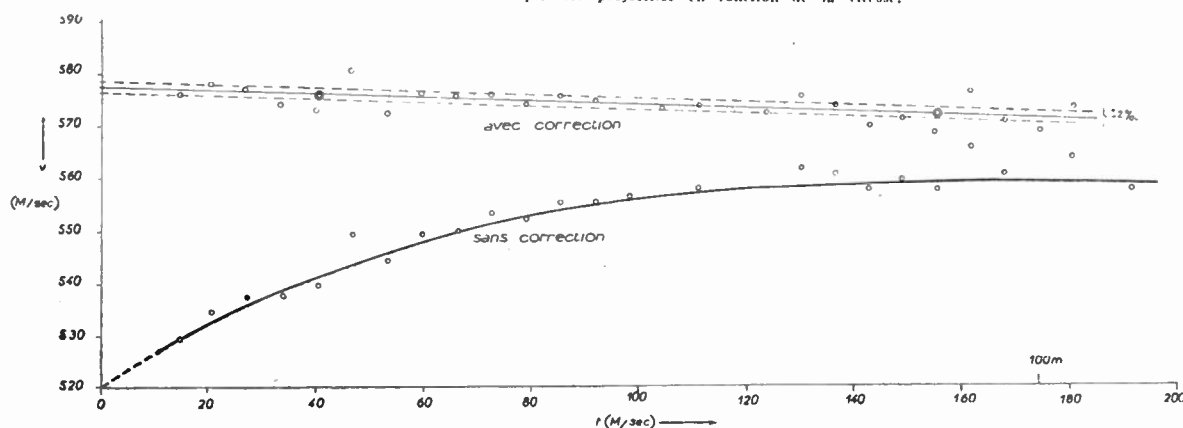


FIG. 15. — Tir sous grand angle ($\alpha_0 = 26^\circ$; calibre 105 mm.).

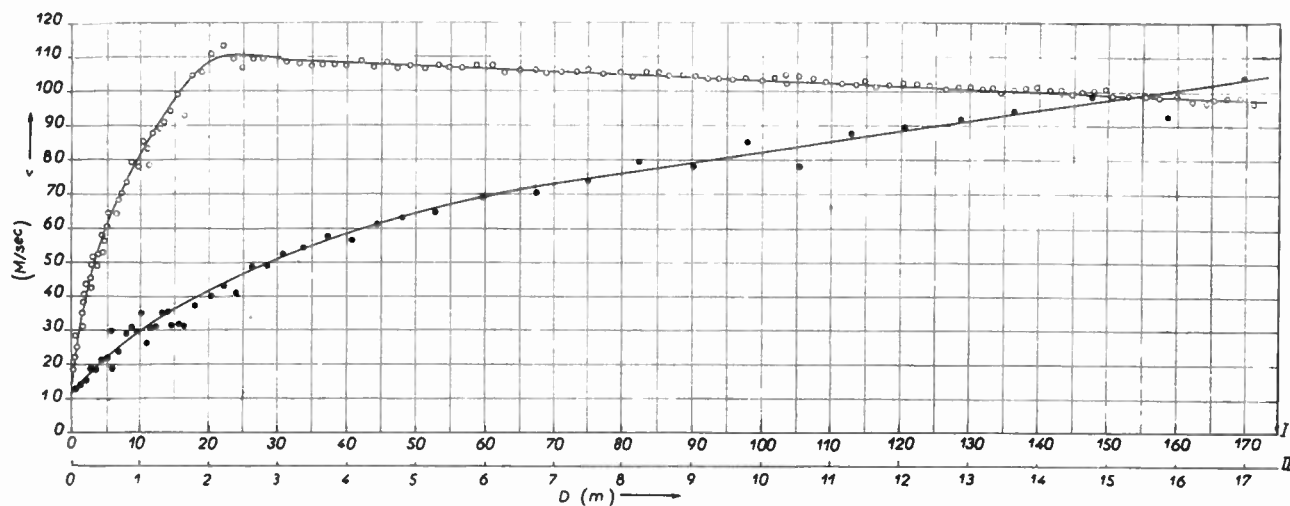


FIG. 16. — Dépouillement de la courbe de vitesse d'un autopropulsé.

Tirs à grands angles de site.**a) Tirs au canon.**

On obtient approximativement la même précision de mesure pour de grands angles de site, c'est-à-dire dans les conditions normales d'un tir à longue portée. L'enregistrement d'un tir de projectile de 105 mm illustre cette affirmation (fig. 15). L'ensemble « Klystron » surélevé se trouvait à 70 m derrière la pièce. L'angle de site était de 26° ; le passage de la vitesse radiale à la vitesse sur la trajectoire a été exécuté d'après la méthode mentionnée ci-dessus.

b) Tirs d'autopropulsés.

Dans le cas d'autopropulsés l'appareil doit toujours être placé derrière la rampe de lancement. L'onde de choc et les ébranlements étant plus faibles que

tron »). Avec ces conditions optima on peut obtenir un enregistrement sur film qui fournit directement la vitesse grâce à l'appareil électronique cité précédemment. La fig. 18 montre un tel enregistrement. La fig. 19 indique la coïncidence à 5 ‰ environ entre les deux méthodes d'exploitation. Par contre, le procédé indirect doit être utilisé dans tous les cas où l'enregistrement présente des perturbations plus ou moins gênantes.

Les sources de perturbations importantes pour l'enregistrement des autopropulsés sont en premier lieu les gaz de combustion fortement ionisés : ceux-ci réfléchissent également les ondes électromagnétiques, ce qui entraîne un décalage ou un brouillage plus ou moins important du centre apparent de réflexion. L'enregistrement de la fig. 16 montre que la dispersion des points de mesure est sensiblement plus

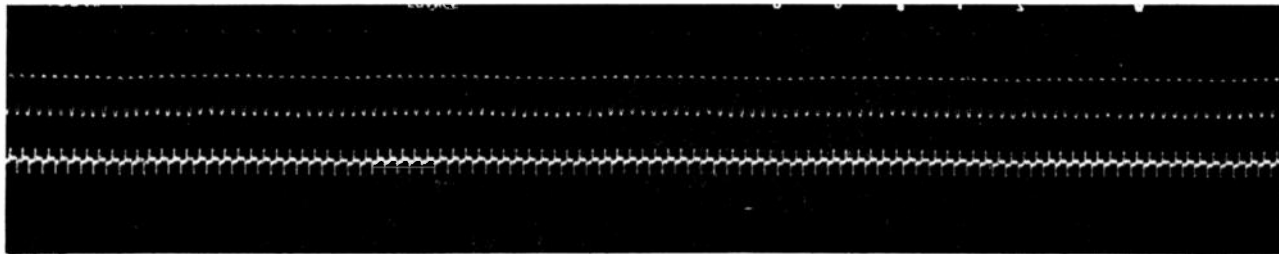


FIG. 17. — Exemple d'un enregistrement sans distorsion.

dans le cas des canons, provoquent des perturbations moins gênantes. La fig. 16 montre le dépouillement de l'enregistrement d'un autopropulsé de calibre de 200 mm obtenu avec l'appareil « Resotank » (portée 250 m environ).

Le grand nombre des points de mesure fournit pour la vitesse maximum à la fin de la combustion une précision de $\pm 0,7 \text{ ‰}$. La valeur de c_x mesurée ainsi sur la trajectoire réelle a une précision de l'ordre de $\pm 3 \text{ ‰}$. Cette précision dépasse sensiblement celle des mesures effectuées par des méthodes optiques, tandis que l'erreur minimum des mesures en soufflerie s'élève à $\pm 5 \text{ ‰}$. Celles-ci se rapportent uniquement aux conditions aérodynamiques du projectile ; elles ne tiennent pas compte de l'influence d'instabilités balistiques éventuelles du projectile. La fig. 17 montre un fragment d'un enregistrement absolument exempt de perturbations pour le même projectile à une distance de 800 m (appareil « Klys-

grande pendant la période de combustion et surtout dans la région correspondante à la fin de la combustion. La fig. 20 reproduit un enregistrement assez perturbé par les gaz du propulseur. Même dans ces

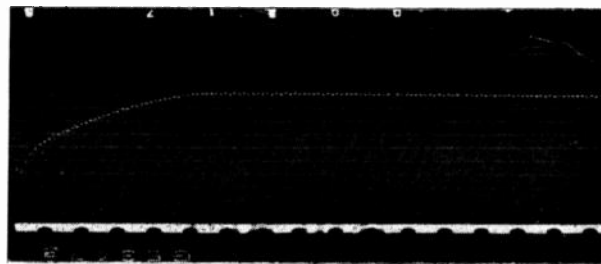


FIG. 18. — Enregistrement direct de la vitesse en fonction du temps.

cas, il est possible d'obtenir par suite du grand nombre de points de mesure une précision du même ordre. La portée maximum dépend essentiellement du calibre, de la forme (ailettes) et de la distance du

TABLEAU IV

Appareil avec oscillateur														
Calibre	« Resotank »								Klystron K 771					
	Portée pour un champ d'ouverture	Précision de mesure pour v_0 — base de mesure de :				1) Précision de mesure pr c_x — base de mesure de :			Portée pour un champ d'ouverture de :	Précision de mesure pr v_0 — base de mesure de :			Précis. de mesure pr c_x — base de mes. 150 m	
		$d \pm 6^\circ$	2 m	10 m	50 m	100 m	15 m	50 m		100 m	$\pm 11^\circ$	$\pm 7,5^\circ$		20 m
2,5 cm	25 m	$\pm 4 \text{ ‰}$	$\pm 3 \text{ ‰}$	$\pm 1,5 \text{ ‰}$		$\pm 30 \text{ ‰}^{3)}$	$\pm 10 \text{ ‰}^{4)}$		(20 m)	(40 m)				$\pm 5 \text{ ‰}$
3,7 cm	70 m	"	"	"					(50 m)	(90 m)				
7,5 cm	(100-120 m)	"	"	"					200 m	(300 m)	$\pm 2 \text{ ‰}$	$1,5 \text{ ‰}$	$0,7-1 \text{ ‰}$	
10,5 cm	(200 m)	"	"	"					350 m	(550 m)	"	"	"	
8,1 cm	120 m	"	"	"					300 m	(500 m)	"	"	"	
20 cm	250 m	"	"	"	$\pm 0,7 \text{ ‰}^{2)}$			35 %	(400 m)	(650 m)	"	"	"	
15 cm		"	"	"					600 m	($\approx 1 \text{ km}$)	"	"	"	
30 cm		"	"	"					1,1 km	(1,8 km)	"	"	"	
45 cm		"	"	"					2 km	$\approx 3 \text{ km}$	"	"	"	

(1) pour un seul tir.

(2) v_{max} à la fin de la combustion.

(3) insuffisante.

(4) suffisante dans de nombreux cas si l'on procède à 5 tirs.

projectile au sol. Il est donc difficile de donner des indications générales concernant la portée dans les différentes conditions de tir. En particulier à une distance supérieure à 1 km environ, la courbure de la trajectoire peut faire sortir le projectile du champ de l'appareil, surtout si le lobe est étroit. Les portées

les miroirs émetteurs et récepteurs. Grâce à un moteur actionné automatiquement au départ du projectile, l'axe des miroirs est dirigé constamment dans la direction attendue du projectile.

En conséquence cet appareil permet pour les tirs d'engins autopropulsés d'indiquer avec grande préci-

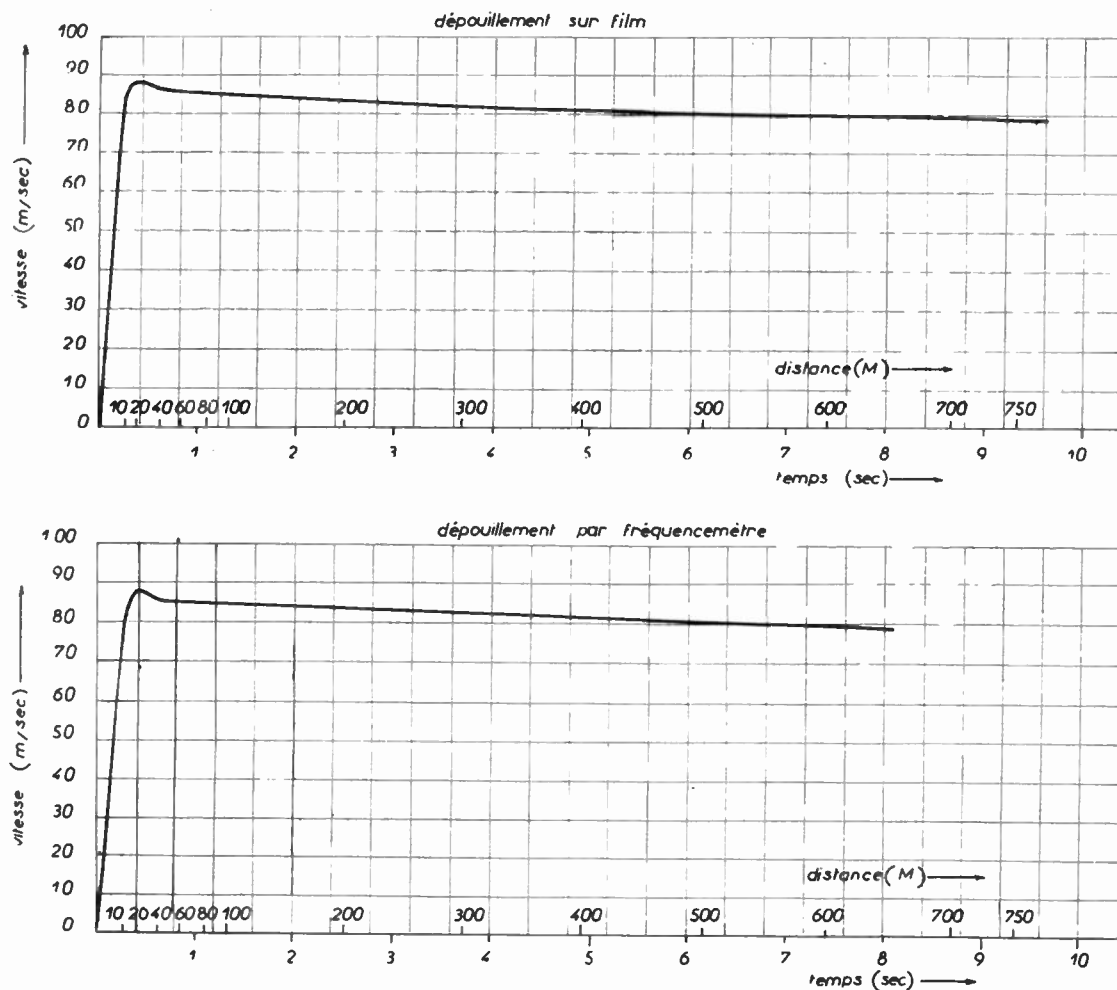


FIG. 19. — Dépouillement sur film et dépouillement par fréquencesmètre.

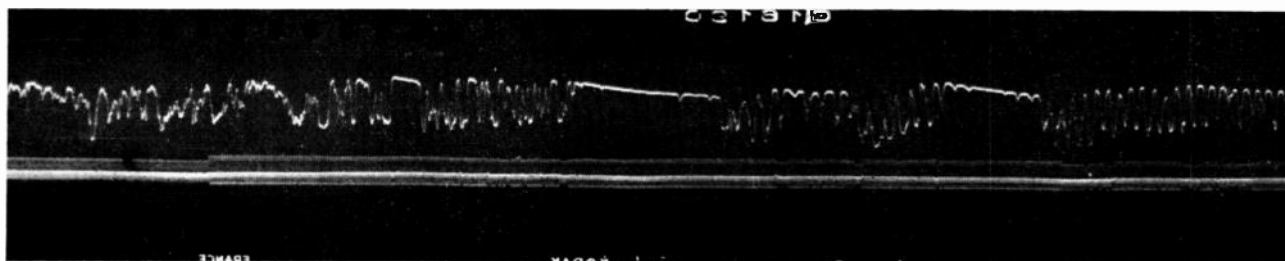


FIG. 20. — Enregistrement avec distorsions par le gaz du jet d'un autopropulsé.

obtenues dans différentes conditions de tir (calibre du projectile, puissance et champ de l'appareil) sont indiquées dans le tableau IV. Le maximum de portée atteint jusqu'à présent s'élève à 2,6 km environ avec un calibre de 450 mm et un angle d'ouverture de l'appareil de $\pm 7^\circ$. Il faut noter que pour des tirs avec angle de site très élevé ($60-80^\circ$), on a utilisé un système de poursuite angulaire pour

sion et sans aucune installation à bord, les grandeurs et propriétés suivantes :

— L'accélération du projectile, c'est-à-dire la poussée et le fonctionnement général du propulseur sur la trajectoire.

— La durée de combustion et l'instant exact de la fin de combustion,

— Le coefficient balistique et la stabilité du projectile sur sa trajectoire,

— Des phénomènes particuliers sur la trajectoire (éclatement du projectile, largage des dispositifs auxiliaires).

Pour illustrer le dernier point, la fig. 21 montre l'éclatement d'un autopropulsé actuellement à l'étude, par suite du fonctionnement défectueux du propulseur, la fig. 22 l'enregistrement d'un auto-propulsé lancé par un fusil. Le propulseur est allumé après quelques mètres de trajectoire. Cette méthode

tallation à bord et dans les conditions réelles du tir au canon ou d'engins autopropulsés, la vitesse radiale en fonction de l'espace ou du temps avec une précision au moins égale à celle donnée par les méthodes classiques (Boulengé, chronographe à cellule de Kerr, ou à étincelles, barrière optique) qui ne sont souvent utilisables qu'en laboratoire. L'avantage de cette méthode est qu'elle fournit une mesure continue des vitesses. On peut ainsi extrapoler la vraie vitesse initiale en tenant compte du coefficient balistique de chaque tir. Pour les engins autopro-

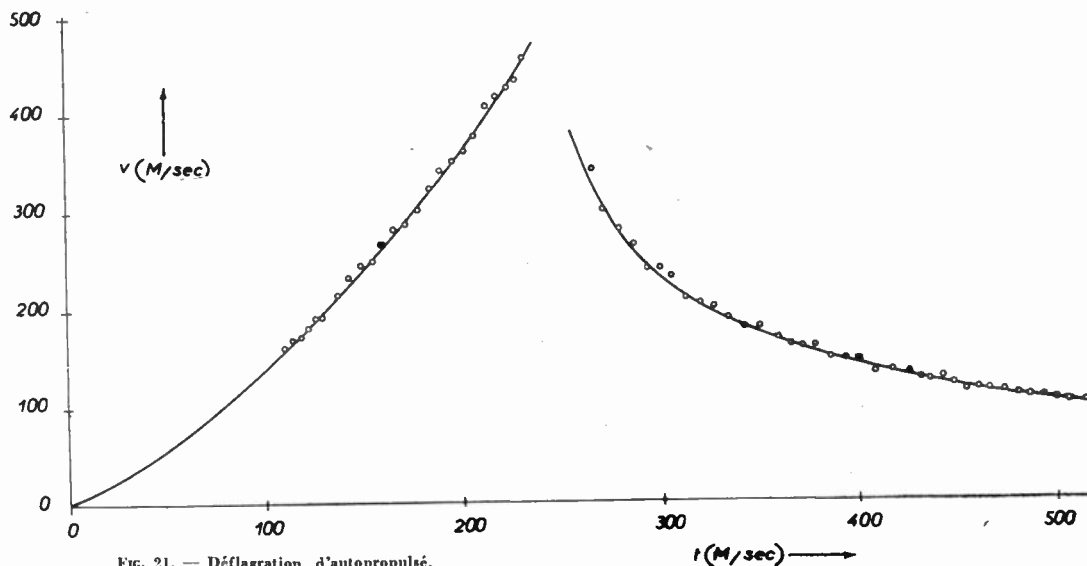


FIG. 21. — Déflagration d'autopropulsé.

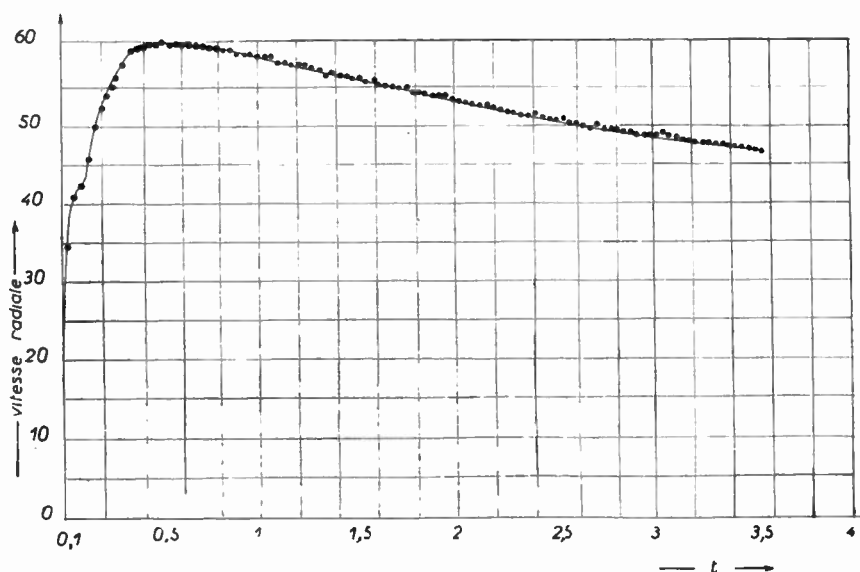


FIG. 22. — Enregistrement d'un autopropulsé lancé par fusil.

permet donc d'enregistrer des phénomènes difficilement décelables, sauf par des moyens compliqués. Le tableau suivant (IV) indique la précision des mesures et les portées déjà obtenues ainsi, que (...) celles que l'on peut attendre dans certaines conditions.

Conclusion.

La méthode décrite permet de mesurer sans ins-

pulsés, on obtient avec grande précision l'accélération sur la trajectoire. En outre la méthode ne nécessite aucune installation devant le canon. Le dépouillement des enregistrements sera accéléré par l'emploi de procédés électroniques partiellement réalisés ou à l'étude.

L'auteur ne peut manquer de signaler la contribution active à la mise au point du procédé des Ingénieurs et Techniciens suivants : G. SCHULTZE, H. SAMAIN, A. FLACHSKAMM et G. FUES.

THE CONVENTION ON THE BRITISH CONTRIBUTION TO TELEVISION

(28 Avril - 3 Mai 1952)

(Analyses des communications présentées au Congrès ⁽¹⁾)

Je suis particulièrement heureux que l'ONDE ELECTRIQUE ait bien voulu publier les « signalements » rédigés par le Service de Documentation Technique de la Radiodiffusion-Télévision française, et relatifs aux très nombreuses et intéressantes communications qui ont été faites, concernant l'apport britannique à la télévision au cours de la « *Convention on the British Contribution to Television* » qui s'est tenue à Londres du 28 Avril au 3 Mai 1952, sous les auspices de l'« *Institution of Electrical Engineers - Radio Section* ». Cette publication est faite avec l'autorisation des organisateurs de la Convention que je tiens à remercier chaleureusement ici.

J'ai été invité à Londres. J'ai assisté à de nombreuses discussions techniques sans malheureusement pouvoir y prendre part, à cause de l'extrême faiblesse, que je déplore, de mes connaissances de la langue anglaise. J'ai visité les Laboratoires du Post-Office à Dollis Hill ; j'ai visité les installations de la B.B.C. (studios de Lime Grove à Londres, station d'émission de Sutton Coldfield, laboratoires du Service de Recherches) ; j'ai visité des usines (usines Marconi, usines PVE), et ce que j'ai vu au cours de cette semaine a été pour moi une révélation et une leçon.

Révélation de l'apport considérable de la Grande-Bretagne à toutes les techniques intéressant la télévision. La manifestation de Londres constitue une magnifique synthèse de cet apport, et les signalements qui suivent ne peuvent pas ne pas intéresser au premier chef les ingénieurs radioélectriciens français.

Révélation de ce que peut être le développement de la télévision dans un pays où toutes les forces intéressées, financières, techniques, industrielles, se sont harmonieusement composées sans tiraillements et sans réactions internes pour donner une résultante extrêmement puissante et sûre.

La télévision britannique a déjà pris son élan ; le nombre des studios et des émetteurs installés s'accroît, le nombre des récepteurs dépasse actuellement 1 500 000. Cet élan a été pris sur une technique assise depuis de nombreuses années, et dont on a tiré le maximum de qualité compatible avec cette technique. D'aucuns ont peut être pu ne pas être d'accord sur cette conception ; mais dès que les décisions ont été prises par les Autorités responsables, nul n'a plus songé à les contester.

En France, lorsqu'au lendemain de la guerre et de l'occupation, on songea à la reprise des émissions de télévision, deux voies, et deux voies seulement, s'ouvraient devant l'Administration responsable :

— soit rester sur la technique d'avant-guerre analogue à la technique britannique,

— soit faire un bond sérieux en avant, par la mise en œuvre d'un réseau de télévision à haute définition.

C'est la deuxième solution qui fut adoptée, matérialisée par les Arrêtés de Novembre 1948 et Avril 1949, et confirmée de nombreuses fois depuis, tant par l'Administration que par les Ministres successifs de l'Information et par le Parlement. Cela n'a nullement empêché le déchaînement de campagnes qui n'ont eu d'autre résultat que de freiner le démarrage de la télévision française. On a même reproché à l'Administration de ne pas s'aligner sur un standard « international » de technique intermédiaire !... Alors que la Grande-Bretagne et la France sont encore, à l'heure actuelle, les deux seuls pays d'Europe à avoir une exploitation régulière de télévision !...

Deux faits sont certains :

1^o La France ne reviendra pas sur la position prise ;

2^o Si la France n'avait pas, en 1948, choisi la haute définition, elle serait restée sur une position analogue à celle de la Grande-Bretagne, ce qui excluait toute possibilité d'alignement sur une technique intermédiaire, fut-elle « internationale ».

Dans cette « querelle des standards » on a argué de l'impossibilité des échanges de programmes sur le plan international.

Nous espérons bien à brève échéance et avec la collaboration de nos amis britanniques, réduire à néant cette argumentation. Lorsque ces lignes paraîtront, la semaine franco-britannique de télévision (8-14 Juillet 1952) sera terminée, et des programmes élaborés en commun à Paris auront été diffusés simultanément et instantanément :

— sur les émetteurs français haute définition de Paris et de Lille,

— sur l'émetteur basse définition de Paris,

— sur les émetteurs anglais.

Cela grâce à la mise en œuvre de « convertisseurs de définition » dont l'un, de réalisation britannique, sera installé à Cassel sur le trajet du signal entre Lille et Londres, et l'autre, de réalisation française, sera

⁽¹⁾ Les analyses sont classées dans l'ordre chronologique des séances auxquelles les communications ont été présentées.

installé à Paris pour desservir l'émetteur basse définition. Ce qui tend bien à prouver que deux systèmes de télévision foncièrement différents peuvent être mariés, et que la « querelle des standards » n'avait pas de bases techniques très sérieuses.

Cette querelle semble bien maintenant terminée, et je voudrais achever mon propos sur une note optimiste en tirant la leçon de mon séjour à Londres.

Après plusieurs années de recherches, de tâtonnements, de mises au point, de difficultés financières, la Télévision française va enfin prendre son essor. Un grand pays, comme le nôtre, ne peut pas ne pas avoir dans les années qui viennent, un réseau de télévision digne de lui.

Un plan général du réseau (qui sera l'analogue du Plan Ferrié élaboré pour la radiodiffusion sonore il y a plus de vingt ans), est en cours de mise au point, et sera publié dans quelques semaines. La mise en œuvre de ce Plan, qui donnera la possibilité à la quasi-totalité de la population française de recevoir correctement un programme de télévision pendant plusieurs heures par jour, et qui doit conditionner le

démarrage d'une industrie correspondant à une technique française de haute qualité, nécessite la collaboration loyale et confiante :

— des Services d'Etat intéressés (Finances, Economie Nationale, P.T.T., Radiodiffusion) ;

— de l'industrie électronique française toute entière.

Les uns et les autres se doivent de mettre, sans arrière pensée, au service de cette entreprise nationale, leurs ingénieurs, leurs laboratoires et ateliers, leurs moyens techniques et financiers.

Nous verrons alors en France, comme en Grande-Bretagne, toutes les forces intéressées : financières, techniques, industrielles, se composer harmonieusement pour donner une magnifique résultante, à l'élaboration de laquelle tout le monde est loyalement convié. L'avenir de la Télévision française est à ce prix.

GENERAL LESCHI

*Directeur des Services Techniques
de la Radiodiffusion-Télévision française.*

CONGRÈS DE TÉLÉVISION

(Londres 1952)

Appareil de balayage à « flying-spot » pour télécinéma de haute qualité à partir de films de 35 mm. (The development of a high-quality 35 mm film scanner).

par T. C. NUTTALL, Document R 3-1275 édité par l'I. E. E., 9 pages, 3 fig., 18 réf. bibl.

La moitié, environ, des programmes de télévision de la B. B. C. est constituée par des films et la question se pose de savoir quels sont les meilleurs appareils de télécinéma. L'auteur (Cinema-Television Ltd) préconise le balayage exécuté sur le film entraîné d'un mouvement continu et par un appareil à deux systèmes optiques alternativement sélectionnés par le jeu d'un obturateur mécanique. La méthode utilisée est celle du « flying-spot » à partir d'un tube cathodique à écran très lumineux et très peu persistant.

On donne le schéma complet du système et des détails sur la réalisation, tant optique que mécanique, de l'appareil à « flying-spot ».

L'étude porte aussi sur le degré de précision du balayage, la stabilité des parties mécaniques, le rapport de signal à bruit, la correction automatique du rétrécissement du film, la stabilisation de la vitesse de défilement du film par un filtre mécanique spécial, etc...

On traite enfin, en considérant la chaîne entière des organes depuis l'appareil à flying-spot jusqu'à l'émetteur vidéo, de la correction de distorsion de phase, de la correction de gamma et de la stabilisation du niveau des noirs.

Technique de la préparation et de l'exécution des programmes de télévision. (Television programme origination : the engineering technique).

par D. C. BIRKINSHAW, Document R 3-1277 édité par l'I. E. E., 31 pages, 20 fig., 6 réf. bibl.

L'auteur rend compte des progrès accomplis en Grande Bretagne depuis 1936 dans la technique de la prise de vue de télévision.

Les studios actuels de Lime Grove, en service depuis la fin de 1950 ont remplacé les anciens studios de l'Alexandra Palace, mais ils seront eux-même prochainement remplacés par des studios modernes en construction à White City.

Les caméras de prises de vue utilisées sont de six types différents :

E. M. I. standard Emitron ;
E. M. I. C. P. S. Emitron ;
E. M. I. miniature super-Emitron ;
Pye Photicon ;
Pye P. E. S. Photicon ;
Image-Orthicon.

On décrit leurs caractéristiques, ainsi que leur mode d'utilisation : choix des objectifs, utilisation de viseurs de cadrage, etc...

L'auteur traite enfin de l'équipement de prises de son et des dispositions à prendre pour l'éclairage des studios.

Un dernier chapitre est consacré au télécinéma et à l'enregistrement sur films des programmes de télévision.

De l'avis de l'auteur, l'exécution correcte d'un programme de télévision étant toujours délicate et, en tous cas, beaucoup plus difficile que celle d'un programme de radiodiffusion, il est à souhaiter que les progrès de la technique permettent un jour de rendre cette exécution plus facile ou, du moins, moins incertaine.

Le Monoscope (The Monoscope).

par R. D. NIXON, Référence R 3-1293 de l'I. E. E., 4 pages, 6 fig., 1 tabl., 5 réf. bibl.

Le Monoscope (réalisation General Electric Co) est un tube cathodique spécialement adapté à la production de vues fixes de télévision, telles que les mires et les sous-titres. Le faisceau électronique balaye la vue fixe qui a été projetée sur une surface

conductrice dont l'émission secondaire variera selon la « valeur » de chaque point de l'image originale.

L'avantage d'un tel dispositif pour l'émission des vues fixes, est que le rapport de signal à bruit est excellent.

On donne des renseignements sur le choix du matériau émetteur d'électrons secondaires (aluminium superficiellement oxydé) on explique aussi comment on transfère la vue fixe sur ce matériau.

On décrit le canon électronique du monoscope et l'on donne les caractéristiques du tube. Le pouvoir de résolution atteint aisément 800 lignes.

La technique de l'éclairage en télévision. (Television lighting technique).

par H. O. SAMPSON, Référence R 3-1305 de l'I. E. E., 9 pages, 4 fig., 2 tabl.

On décrit la technique de l'éclairage dans les studios de télévision de la B. B. C. Du point de vue technique l'éclairage doit s'adapter au type de caméra utilisé pour la prise de vues (standard émitron, photicon, C. P. S. émitron ou image-orthicon).

L'extrême sensibilité de l'image orthicon permettrait de prendre des vues avec des éclairages insuffisants pour une bonne vision directe par l'œil humain. Si ces conditions limites ne se présentent jamais en studio, on les rencontre parfois dans les prises de vues à l'extérieur. On traite du choix des lentilles à associer à la caméra de prises de vues.

Du point de vue artistique, l'éclairage de la scène à téléviser doit créer une atmosphère adéquate à cette scène. Selon les dimensions intrinsèques de la source de lumière, on obtiendra des ombres plus ou moins dures, mais on peut tempérer les effets par l'interposition de gazes diffusantes.

On reproduit plusieurs croquis indiquant les positions des caméras des microphones et des sources d'éclairage pour éviter les effets nuisibles dans les cas particuliers.

La dernière partie de l'étude traite de l'éclairage pour les prises de vues à l'extérieur.

Un tube de prise de vues de télévision de dimensions très réduites et à grande vitesse de balayage. (A small high-velocity scanning television pick-up tube).

par J. E. I. CAIRNS, Tirage spécial I. E. E. sous le numéro de référence R 3-1311, 6 pages, 3 fig., 7 réf. bibl.

On décrit un tube de type Super-émitron, dont la mosaïque ne mesure que 75×57 mm (superficie réduite au tiers de celle de la mosaïque du super-émitron normal).

L'image optique formée sur une cathode panchromatique, extrêmement sensible, émet des photo-électrons qui sont accélérés et focalisés sur la mosaïque balayée à grande vitesse par un faisceau électronique capable de donner une résolution de 2 000 lignes. La résolution finale au centre de la mosaïque est de 1 300 lignes, et de 900 lignes sur les bords.

L'effet de persistance sur la mosaïque est un peu élevé, de telle sorte que le tube ne conviendrait pas pour la télévision d'objets en mouvement très rapide.

La réduction des dimensions permet l'utilisation de lentilles de moindre diamètre dans le système optique de la caméra et réduit aussi le poids de celle-ci.

On donne une coupe très détaillée de ce super-émitron miniature (réalisation des Laboratoires E. M. I.) et l'on fournit des renseignements précis sur ses performances.

Un dispositif de télécinéma à mouvement continu. (A continuous-motion system for televising motion-picture films).

par H. E. HOLMAN et W. P. LUCAS, Publication I. E. E., référence R 3-1316, 14 pages, 7 fig., 8 réf. bibl.

L'installation de télécinéma décrite en détail a été réalisée par les Laboratoires E. M. I. et adoptée par les Services de télévision de la B. B. C. On utilise le principe du « flying-spot » avec un dispositif de synchronisation rigoureuse entre la vitesse de défilement du film et le balayage. Le film défile à raison de 25 images par seconde, au lieu de 24 dans la projection cinématographique ordinaire : l'effet résultant est insignifiant tant pour l'image que pour le son. Pour que l'entrelacé soit correct

le système à défilement continu du film exige que l'on compense le retrait de la pellicule.

L'équipement est à 2 voies, afin d'éviter, comme au cinéma, les coupures dans l'exécution d'un programme, ou permet même de réaliser des combinaisons d'exploitation. Chaque voie est contrôlée par un assistant.

On donne le schéma-bloc complet d'une voie, des détails sur le système optique, sur les phases du cycle de balayage, sur le mécanisme d'entraînement du projecteur (et sur le filtre mécanique associé) et enfin sur le discriminateur de retrait du film et sur la correction de ce retrait.

L'appareil peut utiliser indifféremment des films positifs ou négatifs. On donne un tableau des performances.

Les problèmes de la prise de son dans les programmes de télévision. (Problems of sound in television programme).

par R. F. A. POTTINGER, Texte publié sous la référence R 3-1317 par l'I. E. E., 5 pages, 2 réf. bibl.

Les problèmes posés par la prise de son en télévision sont plus compliqués que ceux de la radiodiffusion ordinaire. Le son malgré tous les efforts déjà accomplis, reste un peu le parent pauvre des programmes de télévision, car l'effort principal porte sur le programme visuel. Les studios actuels n'offrent pas de possibilités suffisantes à la prise de son et la B. B. C. s'efforcera de corriger ces imperfections dans les futurs studios qu'elle édifiera à White City.

L'article fournit de nombreux renseignements sur les types de microphones utilisés par le Service de télévision de la B. B. C., leur emplacement, l'utilisation de microphones à diagramme de rayonnement directif, l'acoustique des studios de télévision, le mode d'exploration des pupitres de prise de son, l'utilisation d'enregistrements sonores concomitants pour créer une « atmosphère » ou pour remplir des interludes, les prises de son dans les reportages, etc...

Equipements pour l'éclairage des studios de télévision. (Television studio lighting equipment).

par LEWIS JOHNSON, tirage spécial sous la référence R 3-1327 de l'I. E. E., 3 pages, 3 tabl.

L'un des grands soucis du « producteur » et, en même temps, un des facteurs le plus coûteux de la prise de vues, est la préparation de l'éclairage. Il est souhaitable de disposer dans chaque studio d'un certain nombre d'appareils d'éclairage fixes qui puissent chacun être commandé à distance, tant pour l'allumage que pour l'orientation et la concentration.

On fournit des détails sur l'équipement auxiliaire de diaphragmes, de diffuseurs et de rideaux qui sont souvent utilisés. On mentionne certains effets de lumière spéciaux qui permettent de faire varier la distribution polaire d'un éclairage en cours d'exécution d'un programme.

Le rôle de la technique dans la « production » des programmes de télévision. (Television programme production problems in relation to engineering technique).

par I. ATKINS, Référence R 3-1340 de l'I. E. E., 8 pages, 3 fig.

On analyse le rôle du producteur en ce qui concerne :

- 1° L'établissement de son plan ;
- 2° La technique d'utilisation des caméras ;
- 3° L'éclairage ;
- 4° Les enchaînements.

La qualité d'une émission de télévision dépend du producteur, surtout s'il est en même temps, comme dans les services de la B. B. C., le directeur effectif de la prise de vues. Le producteur doit savoir utiliser l'équipement technique mis à sa disposition (et qui se complique tous les jours), mais la qualité d'une émission n'est pas une simple question d'électronique. Il existe aussi des sujétions mécaniques et optiques.

On fournit des détails sur l'utilisation pratique des caméras, sur les possibilités que permet l'éclairage (notamment sur l'éclairage de fond), sur les découpages et les enchaînements, etc... On traite un exemple concret d'après un scénario indiqué et on le développe complètement. On indique enfin comment se présente le travail au pupitre de la salle des commandes, compte tenu également de la partie sonore.

L'idéal à atteindre serait que l'amateur n'ait pas à retoucher le réglage de son récepteur quand le programme passe d'un

studio à un autre, du studio au télécinéma ou du télécinéma au reportage extérieur direct.

Utilisation de lampes à décharge gazeuse pour l'éclairage des studios de télévision. (Discharge lamps for television studios).

par E. H. NELSON et W. A. PRICE, Publication de l'I. E. E., R 3-1335, 4 pages, 2 fig.

Les lampes à décharge gazeuse sont caractérisées par leur rendement élevé, la variété des formes et des couleurs de la source lumineuse et leur longue durée de vie.

On pourrait retenir, pour être utilisés dans l'éclairage des studios de télévision, les 4 types suivants de lampes à décharge gazeuse :

1° La lampe à vapeur de mercure à haute pression, type compact ou type à source étendue (pression 5 à 20 atmosphères) ;

2° La lampe à vapeur de mercure à très haute pression (80 atmosphères) refroidie par circulation d'eau et fonctionnant sous haute tension ;

3° La lampe fluorescente ;

4° La lampe à décharge de xénon.

Ces lampes sont encore peu utilisées, mais l'évolution rapide de toutes les techniques qui touchent à la télévision en généralisera peut-être l'emploi, surtout celui des lampes de 2,5 kW au mercure-cadmium, pour garnir des « floodlights » ou des « spotlights » fonctionnant sous tension continue de 105-120 volts. La lampe est préamorcée et brille à éclat réduit derrière des volets que l'on ouvre en même temps que l'on pousse la luminosité au plein éclat quand on a besoin de l'éclairage.

Le rôle joué par les caractéristiques du tube et par d'autres facteurs dans la caméra de prises de vues de télévision. (The influence of tube characteristics and other factors on camera design).

par L. H. BEDFORD, Publication I. E. E., R 3-1341, 7 pages, 2 fig., 3 tabl., 7 réf. bibl.

Les tubes pratiquement utilisés dans les caméras de prises de vue de télévision sont :

1° Des images-iconoscopes (super émitron, P. E. S. photicon, Photicon) ;

2° Des orthicons (C. P. S. émitron) ;

3° Des image-orthicons.

On fournit un tableau détaillé des caractéristiques de ces tubes, complété par des courbes de caractéristiques de transfert sur lesquelles on mentionne pour chaque tube, le point de fonctionnement optimum.

En ce qui concerne l'utilisation des caméras les problèmes qui se posent concernent le choix des systèmes optiques, du diaphragme, la focalisation du système optique, la réalisation d'un viseur-cadreur, etc. . .

On fournit un tableau indiquant comment ces problèmes ont été résolus dans les caméras en service. Aucun tube ne possède à la fois toutes les qualités souhaitables et les réalisations de caméras ne sont jamais qu'un compromis.

La surface de la photocathode du tube et la sensibilité de cette photocathode déterminent les dimensions et le poids du système optique de la caméra. Les plus volumineuses et les plus lourdes sont celles qui utilisent le C. P. S. émitron ; les plus légères sont les caméras à super émitron.

Un nouveau tube de prise de vues : le vidicon, est à l'étude, il permettrait de construire des caméras dont le volume serait inférieur à 3 dm³ et le poids d'environ 3,5 kg.

L'enregistrement des émissions de télévision. (Television recording).

par W. D. KEMP, publié par l'I. E. E., R 3-1351, 13 pages, 9 fig., 15 réf. bibl.

Si l'on met en parallèle les procédés d'enregistrement sonore et d'enregistrement d'images on voit immédiatement que pour limiter la vitesse de défilement du support à une valeur normale (en raison des fréquences élevées mises en jeu) il est indispensable que l'enregistrement des images se fasse transversalement au support. Il y a de nombreux avantages d'ordre pratique à

réaliser cet enregistrement sous forme de film cinématographique.

On fournit la description très détaillée, de l'appareil utilisé par la B. B. C. pour les enregistrements sur film de 35 mm à entraînement continu. Parmi les difficultés techniques spéciales qu'il y avait lieu de vaincre, mentionnons celles dues à un entraînement correct, à la possibilité des enchaînements entre les séquences, etc. . .

On donne le schéma des aménagements réalisés dans les studios de Lime Grove pour les enregistrements de télévision (3 enregistreurs).

Recherches sur l'utilisation du phénomène de la multiplication des électrons secondaires dans le fonctionnement d'un image-iconoscope. (An investigation into the use of secondary-electron signal multipliers in image iconoscopes).

par R. THEILE et H. Mc. GHEE, publié par l'I. E. E., R 3-1257, 7 pages, 13 fig., 9 réf. bibl.

La sensibilité d'un image-iconoscope est limitée par le bruit de fond dans le préamplificateur. Il serait possible de reculer la limite de la sensibilité en utilisant, dans le tube, un multiplicateur d'électrons secondaires et les auteurs ont réalisé un image-iconoscope basé sur ce principe.

Si l'on relie l'amplificateur à une électrode collectant le courant d'électrons secondaires quittant la mosaïque, on peut prévoir une amplification préalable de ce courant par un multiplicateur d'électrons secondaires. Cependant, dans les tubes balayés à grande vitesse, les électrons secondaires quittent la mosaïque dans toutes les directions et il y a des difficultés à les faire agir sur un multiplicateur. Il fallait donc, au préalable, pouvoir stabiliser le potentiel de la surface émettrice de la mosaïque.

On fournit les détails de la construction d'un tube expérimental. Les dynodes multiplicatrices sont réalisées sous la forme de disques annulaires dont le dernier est relié au collecteur.

On donne des résultats expérimentaux avec des gains du multiplicateur de l'ordre de 100, ce qui permettrait l'utilisation de l'image-iconoscope avec des conditions d'éclairement moindres que celles qui sont ordinairement requises.

Camera de prise de vues de télévision pourvue d'un viseur-cadreur optique à lentille unique. (Design features of a television camera with a single-lens optical view finder).

par T. WORSWICK et J. L. BLISS, publié par l'I. E. E. R 3-1313, 8 pages, 5 fig., 3 réf. bibl.

On décrit une petite caméra, réalisée à titre expérimental dans les Laboratoires de la B. B. C., du type super-émitron.

Le super-émitron spécial qui équipe cette caméra a été décrit dans une communication de J. E. I. CAIRNS, au même Congrès de Télévision. Le présent article traite surtout du viseur-cadreur optique. L'emploi d'un viseur-cadreur optique entraîne la nécessité d'un alignement quand on change l'objectif de la caméra ou même seulement les positions relatives de l'objectif et du tube. Pour simplifier cet alignement, on a réalisé un servo-système de commande de mise au point dont on fournit la description détaillée. Les résultats obtenus sont excellents en studio où les gammes de distances focales ne comportent pas de rapports supérieurs à 3 : 1. Le viseur-cadreur optique possède, sur les cadreur électroniques, l'avantage de fournir une image en couleurs, ce qui facilite le travail de l'opérateur.

Feeder coaxial à conducteur central suspendu pour l'émetteur de télévision de Kirk o' Schotts. (Suspended lock-coil-rope television feeder systems).

par E. C. CORK, publié par l'I. E. E., R 4-1243, 10 pages, 11 fig., 3 réf. bibl.

L'antenne d'émission de télévision étant obligatoirement montée au sommet d'un pylône de grande hauteur, le feeder coaxial qui doit l'alimenter est difficile à réaliser correctement si l'émetteur est de grande puissance. Ainsi, pour l'émetteur de Kirk o' Schotts, ce feeder possède une longueur verticale de 208 m et pèse environ 2,82 tonnes, dont 1,28 pour le conducteur central.

Pour assurer au feeder la régularité nécessaire on a étudié et réalisé un coaxial *suspendu*, dans lequel le conducteur central (câble de cuivre à âme d'acier) tendu par un poids de l'ordre

de 1,8 tonnes, est du type des câbles de mines, légèrement modifié pour obtenir une parfaite uniformité de son diamètre et réduire ainsi les phénomènes de réflexion.

Des essais préliminaires, dont on fournit le compte rendu avaient établi la validité de la conception de ce feeder. Des considérations théoriques sont aussi développées.

On fournit enfin, les résultats de mesures électriques effectuées sur ce feeder.

La technique des émetteurs de télévision de grande puissance et l'émetteur de Holme Moss. (High-power television-transmitter technique, with particular reference to the transmitter at Holme Moss).

par V. J. COOPER, publié par l'I. E. E., R 4-1297, 13 pages, 15 fig., 4 tabl., 6 réf. bibl.

L'émetteur de télévision ne représente qu'une faible partie du montant total des dépenses de la télévision et il est par conséquent logique de ne rien épargner pour assurer aux émetteurs un service de bonne qualité et surtout à l'abri, si possible, des incidents d'exploitation.

L'émetteur de télévision étant beaucoup plus compliqué que celui de radiodiffusion, les causes d'incidents techniques y sont plus nombreuses, et il semble souhaitable de ne rien négliger pour que l'émission ne soit pratiquement jamais interrompue et puisse au moins se poursuivre à puissance réduite en cas de dérangement.

On donne des détails sur la constitution de l'émetteur de Holme Moss (50 kW). On en fournit le schéma-bloc. On mentionne spécialement l'utilisation d'amplificateurs à compensation shunt, les dispositifs adoptés pour la stabilisation des impulsions de synchronisation et les dispositifs de commande du niveau des noirs.

On donne un tableau des performances du modulateur ainsi que de celles globales de l'émetteur. On traite enfin des essais des émetteurs de grande puissance en mentionnant des essais possibles de réponse aux transitoires et de réponse aux basses fréquences (en sus des essais classiques de réponse aux hautes fréquences).

Un filtre pour la transmission combinée du son et de l'image par une antenne commune. (A combining filter for vision and sound transmission).

par B. M. SOSIN, publié par l'I. E. E., R 4-1306, 12 pages, 17 fig., 8 réf. bibl.

Les feeders d'amenée des signaux vidéo et de son ne sont distincts que jusqu'au pied du pylône qui supporte l'antenne commune. Un dispositif de diplexage est installé au pied du pylône. Ce dispositif est généralement un montage en pont.

On donne les calculs d'un tel circuit et les détails de construction.

On évalue les pertes dans le filtre et l'on signale les précautions pour se prémunir contre les risques de claquage aux points où la tension électrique est maxima. Le filtre doit être refroidi par une circulation d'air ou par circulation d'eau.

Les stations d'émission de télévision de la B. B. C. (Television broadcasting stations).

par P. A. T. BEVAN, publié par l'I. E. E., R 4-1314, 35 pages, 36 fig., 2 tabl., 22 réf. bibl.

La bande de fréquences de 41 à 68 Mc/s, si elle est convenablement utilisée, peut suffire à 5 canaux complets (image et son) pour la télévision britannique.

On explique en détail l'utilisation de ce spectre de fréquences ; on étudie les limites de séparation géographique à observer entre les divers émetteurs constituant le réseau de la B. B. C. On traite enfin des liaisons par câble, coaxial ou par relais hyperfréquences à établir entre les émetteurs pour les besoins de l'exploitation.

Le réseau de la B. B. C. comportera après son achèvement, 5 émetteurs de grande puissance (Alexandra Palace, Holme Moss, Kirk O'Schotts, Sutton Coldfield et Wenvoe) et 5 émetteurs de faible puissance pour les zones de Newcastle, Southampton, Aberdeen, Belfast et Plymouth.

L'émetteur de Kirk O' Schotts a été mis en service en mars 1952. On donne le plan d'implantation des bâtiments sur le terrain ; le plan, à l'échelle, du bâtiment principal avec les affec-

tations des locaux ; le schéma bloc de l'équipement technique et de nombreux détails sur cet équipement.

On fournit également le schéma bloc de l'équipement technique de l'émetteur de Sutton Coldfield, en service depuis décembre 1949 et de celui de Holme Moss (en service depuis octobre 1951).

Les trois émetteurs de l'Alexandra Palace, Sutton Coldfield et Holme Moss étaient modulés à l'étage de puissance ; l'émetteur le plus récent (Kirk O' Schotts) est modulé sur les étages de faible puissance. Il en sera de même de celui du Wenvoe. Il en résulte que l'amplification radio-fréquence doit s'y effectuer à large bande. On fournit de nombreux détails sur ces particularités.

Les émetteurs à 70 kW de Kirk O' Schotts et Wenvoe sont complétés par deux émetteurs de secours de 5 kW du même type que ceux qui sont destinés aux 5 émetteurs à faible puissance du réseau de la B. B. C.

Dans toutes les grandes stations l'antenne est commune au son et à l'image.

Un intéressant paragraphe est consacré aux types des lampes de puissance utilisées dans les émetteurs de la B. B. C. et aux dispositifs de refroidissement.

Un autre paragraphe traite du filtre de bande latérale placé après l'étage de sortie de l'émetteur.

Les antennes et leur alimentation font l'objet des derniers paragraphes de l'étude. On fournit les diagrammes du rayonnement horizontal et ceux du rayonnement vertical. On explique comment les caractéristiques des aériens ont été calculées pour qu'il n'y ait pas d'images secondaires (delayed images) ou que, du moins, leur importance reste négligeable.

On a prévu des aériens de secours, assez simples, capables d'assurer, en cas de besoin, un service à puissance réduite.

Antennes d'émetteurs de télévision. (Television transmitting antennas).

par H. CAFFERATA, C. GILLAM et J. F. RAMSAY, publié par l'I. E. E., R 4-1340, 16 pages, 21 fig., 2 tabl., 34 réf. bibl.

Cette importante étude de la Marconi Wireless Co traite des données de construction des antennes pour émetteurs de télévision à grande puissance.

1° Données mécaniques. Le gain d'une antenne est toujours fonction de son développement vertical, donc de son poids. Les limitations mécaniques résultent à la fois de ce poids et de l'action du vent considérable à forte altitude.

2° Problèmes électriques concernant l'antenne commune.

Il est essentiel que le diagramme de rayonnement de l'antenne soit le même pour les émissions de son et d'image, ce que l'on réalisera, au mieux, en adoptant une antenne diphasée. On développe l'étude théorique de l'alimentation de ce type d'antennes, dont on fournira plus loin un exemple concret.

3° Choix de la polarisation des ondes.

Ce choix est à peu près indifférent, bien que la construction mécanique de l'antenne soit plus facile à assurer en polarisation horizontale qu'en polarisation verticale. Mais on pourrait utiliser tantôt l'une, tantôt l'autre polarisation, afin de réduire les interférences entre émetteurs voisins.

4° Description détaillée de l'antenne de Sutton Coldfield et de son alimentation.

Analyse complète des caractéristiques de tous les éléments du feeder de distribution.

5° Caractéristiques de l'antenne de Holme Moss.

6° Analyse des tendances actuelles.

Dans les antennes super-tourniquet avec leur très grande largeur de bande, les difficultés de l'élément rayonnant sont reportées au système de distribution, avec ses transformateurs d'impédance.

La limite supérieure du gain d'une antenne est pratiquement atteinte lorsque le lobe principal du rayonnement vertical est si directif que les signaux reçus en deviennent instables (à cause du balancement de l'antenne sous l'action du vent). Il faut de plus que l'antenne reste capable de desservir convenablement la région qui avoisine l'émetteur (desserte assurée seulement par les lobes secondaires de rayonnement).

Sur les influences d'origine ionosphérique sur la réception de la télévision. (Ionospheric influences in television reception).

par F. A. KITCHEN et K. W. TREMELLEN, publié par l'I. E. E., R 5-1200, 4 pages, 2 tabl., 14 réf. bibl.

Les réceptions de télévision sont parfois perturbées par des signaux parasites à très haute fréquence provenant de réflexions ionosphériques et originaires de stations éloignées travaillant sur des longueurs d'ondes voisines.

Cette propagation, bien au delà des limites de l'horizon optique, est irrégulière. Les observations faites en Grande-Bretagne révèlent que les réflexions sur la couche F2 peuvent se produire pendant certaines périodes du cycle d'activité solaire et que les réflexions sur la couche E sont de nature purement sporadique. Comme, d'autre part, l'absorption ionosphérique est très faible à ces fréquences, les ondes réfléchies peuvent créer des champs assez intenses allant jusqu'à 1 mV/m.

Ainsi des émetteurs des Services de police de U. S. A. travaillant sur 45 Mc/s perturbent parfois la réception de télévision de la région de Londres et inversement. Au delà de 50 Mc/s cependant, ces phénomènes sont de plus en plus rares pour la couche F2 et ils ne se produisent plus que pour les couches E sporadiques.

Description d'une technique pour les essais de propagation des radio-relais sur 4000 Mc/s. (A technique for 4000 Mc/s propagation testing for radio-relay systems).

par W. J. BRAY et R. L. CORKE, publié par l'I. E. E., R 5-1244, 9 pages, 13 fig., 10 réf. bibl.

L'équipement utilisé pour les essais comprend un émetteur de 1 watt (oscillateur à ligne coaxiale) modulé en amplitude à 1 000 c/s et un récepteur à détecteur à cristal de silicium, suivi d'un amplificateur à bande étroite (1 000 c/s) et un redresseur de sortie alimentant un milliampèremètre.

Cet équipement permet de mesurer des affaiblissements de 95 décibels avec une précision de 0,5 décibels. Si l'on désigne par d la distance entre les antennes d'émission et de réception, A_T et A_R les surfaces d'ouvertures de ces antennes (radiateurs paraboliques), η_T et η_R leurs rendements, l'affaiblissement α à mesurer s'exprime par :

$$\alpha = 10 \log_{10} \frac{\lambda^2 d^2}{\eta_T \eta_R A_T A_R} = \frac{P_R}{P_T}$$

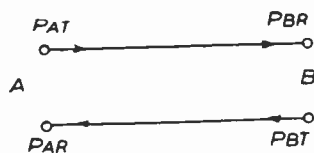
où P_R et P_T sont les puissances à la réception et à la transmission.

Pour la mesure sur un parcours AB, on dispose de deux équipements émetteur-récepteur complets.

On mesure l'affaiblissement α_1 entre la puissance émise en A, et la puissance reçue en A depuis B, ainsi que α_2 entre la puissance émise en B et la puissance reçue en B depuis A. Appelons α l'affaiblissement le long du trajet AB on a :

$$\alpha = 10 \log \frac{P_{AT}}{P_{BR}} = 10 \log \frac{P_{BT}}{P_{AR}}$$

$$\alpha_1 = 10 \log \frac{P_{AT}}{P_{AR}} ; \alpha_2 = 10 \log \frac{P_{BT}}{P_{BR}}$$



Des valeurs mesurées de α_1 et α_2 on tire :

$$\alpha = \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{2}$$

Ce mode opératoire permet de ne pas préciser la valeur de la puissance des émetteurs.

On peut suivre les variations de l'affaiblissement en fonction du temps, sur un trajet donné. On décrit un analyseur de fading construit d'après ce principe. Cet analyseur fournit heure par heure, un enregistrement photographique sur film de 35 mm.

Les essais de propagation exécutés par le « Post Office Engineering Department » ont porté :

1° Sur un parcours terrestre de 45 km entre Dollis Hill et Green Hailey.

2° Sur un parcours maritime de 64 km entre Belfast et Stanraer.

On en commente les résultats.

Sur le choix des emplacements des émetteurs de télévision du Royaume-Uni. (The selection and testing of sites for television transmitters in the United Kingdom).

par L. F. TAGHOLM et G. I. ROSS, Publication I. E. E., R 5-1262, 10 pages, 9 fig., 14 réf. bibl.

Avant de fixer son choix sur un emplacement d'émetteur de télévision, la B. B. C. y installe un émetteur d'essais d'une puissance de 1 kW, monté sur camionnette et muni d'un dipôle demi-onde porté par un ballon captif ou par un mât de 33 m (en cas d'impossibilité d'utiliser le ballon captif ou si le temps est trop mauvais).

L'équipement utilisé permet de faire monter le ballon captif jusqu'à 180 m (ballon de 70 m³, gonflé à l'hydrogène). Le gréement du ballon est tel que le champ rayonné par l'antenne n'en est pas perturbé. Le câble alimentant l'antenne et qui retient aussi le ballon captif, possède un affaiblissement de 15 décibels ; il s'y dissipe une importante partie de la puissance fournie par l'émetteur de sorte que la puissance rayonnée par l'antenne n'est guère que de 20 watts environ.

On fournit des détails sur la technique des mesures de champ et l'on donne les résultats d'essais effectués dans la région de Sheffield à l'occasion du choix du terrain de Holme Moss, ainsi que d'essais effectués dans la région de Cardiff (étude de 3 emplacements et choix de celui de Wenvoe).

La méthode d'essais par ballon captif permet d'analyser, pour chaque site, l'effet produit sur le rayonnement pour les changements de la hauteur de l'antenne au-dessus du sol.

On analyse aussi les effets produits par des obstacles ou structures diverses situées dans la région intéressée. La meilleure façon d'étudier ces effets est d'utiliser des impulsions et d'observer les échos.

Sur les conclusions à tirer, pour l'organisation de la télévision dans le Royaume Uni, de l'observation des distances limites de propagation des signaux de télévision. (Long-distance propagation in relation to television in the United Kingdom).

par J. A. SAXTON, Publication I. E. E., R 5-1270, 6 pages, 5 fig., 2 tabl., 17 réf. bibl.

L'auteur (National Physical Laboratory) passe en revue les effets produits par les réfractions atmosphériques de caractère exceptionnel dans la propagation des signaux de télévision émis dans la bande de 41-68 Mc/s.

Les phénomènes de propagation à des distances anormalement élevées conduisent à adopter entre deux stations travaillant sur la même fréquence, une distance très supérieure à celle qui est considérée théoriquement, comme suffisante. Pour des émetteurs rayonnant des puissances de 100 kW la distance théorique à observer serait de 250 à 350 km, la distance nécessaire en pratique est de 350 à 600 km selon le degré de protection envisagé.

On a établi, d'après des relevés expérimentaux, que les champs aux points de réception éloignés peuvent varier de 30 décibels environ (+ 15 décibels de part et d'autre du champ moyen). La protection totale contre les interférences supposerait donc que le signal garanti sera théoriquement supérieur de 30 décibels, au moins, au signal perturbateur théorique. Mais cette protection n'a pas besoin d'être réalisée à 100 % dans le temps et l'on se contentera, en pratique, d'une protection à 50 % et même à 10 % dans le temps. (On donne des courbes pour faciliter les calculs).

Revue des principaux travaux britanniques sur la propagation des ondes radioélectriques, avec mention particulière de la propagation aux fréquences de télévision. (A survey of British research on wave propagation, with particular reference to television).

par R. L. SMITH-ROSE, Publication I. E. E., R 5-1289, 11 pages, 3 fig., 55 réf. bibl.

La télévision britannique utilise certaines ondes métriques. La propagation de ces ondes est fortement influencée par la nature

du terrain et le contour de l'aire desservie par un émetteur est très irrégulier, mais par contre, l'intensité du champ demeure assez constante dans la zone normalement desservie. Les phénomènes de réflexion par le sol, de diffraction sur les obstacles matériels et de réfraction par suite des variations du gradient de l'indice de réfraction de l'atmosphère ont justifié les nombreuses études entreprises.

La propagation au delà de l'horizon optique est fortement affectée par les conditions météorologiques. La formation de « guides » atmosphériques, ou même la simple turbulence de l'atmosphère, peut accroître occasionnellement la portée des émissions.

Le rayon moyen de la zone correctement desservie par un émetteur de télévision fonctionnant sur ondes métriques dépasse 50 km et peut parfois atteindre 100 km.

On donne pour les deux émetteurs de l'Alexandra Palace (45 Mc/s) et de Sutton Coldfield (61.75 Mc/s) la courbe des intensités de champ en fonction de la distance à l'émetteur (jusqu'à 100 km) — courbes calculées pour la propagation sur un sol dépourvu d'obstacles — et en tenant compte de la hauteur des antennes d'émission.

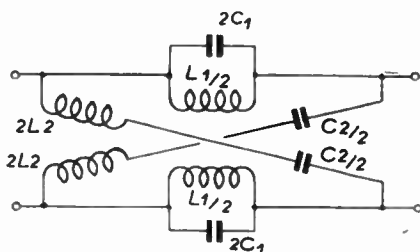
La bibliographie, extrêmement riche (55 références exclusivement britanniques) justifie le titre de la communication.

Les correcteurs de retard du câble de télévision Londres-Birmingham. (The delay equalisation on the London-Birmingham television cable system).

par J. W. ALLNATT, Publication I. E. E., R 6-1248, 12 pages, 14 fig., 2 tabl., 9 réf. bibl.

On présente une méthode de calcul pour les correcteurs de retard convenant en particulier, aux canaux 3-7 Mc/s du câble coaxial de télévision Londres-Birmingham. Dans toute cette bande de fréquences, le retard est corrigé à $\pm 0,06$ microsecondes près.

Le type de cellule utilisé est représenté ci-dessous :



Ses propriétés essentielles sont les suivantes :
Fréquence de résonance :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C_2}}$$

Impédance itérative :

$$R_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$$

Acuité de la résonance :

$$m = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$$

Déphasage à la fréquence f :

$$\beta = 2 \arctan \frac{f/f_0}{2m(1 - f^2/f_0^2)}$$

Retard différentiel :

$$\frac{d\beta}{d\omega} = \frac{2m}{\pi f_0} \frac{(1 + f^2/f_0^2)}{f^2/f_0^2 + 4m^2(1 - f^2/f_0^2)^2}$$

On a constitué des abaques logarithmiques pour faciliter les calculs.

L'égaliseur comporte en pratique plusieurs sections qui sont choisies avec des fréquences de résonance différentes et régulièrement espacées, toutes ces sections possèdent la même valeur de m/f_0 .

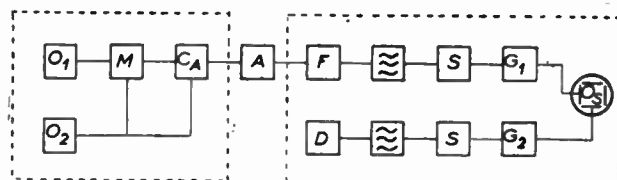
On entre dans le détail des calculs et l'on fournit le schéma électrique complet du correcteur de retard choisi pour le câble de télévision Londres-Birmingham. Le dispositif comporte 20 cellules ($m/f_0 = 0,05$).

Équipement pour la mesure de la distorsion de retard de groupe. (Group-delay distortion measuring equipment).

par G. J. HUNT et L. G. KEMP, Publication I. E. E., R 6-1250, 4 pages, 7 fig., 8 réf. bibl.

La non-linéarité de la caractéristique phase/fréquence a pour conséquence une variation des vitesses de groupe. L'équipement (General Electric Company) décrit permet la mesure de la distorsion de la vitesse de groupe par lecture directe sur l'écran d'un oscilloscope cathodique calibré en intervalles de 10 millimicrosecondes. Les limites actuellement admises sont, en effet, d'une faible fraction de microseconde.

Le schéma bloc de cet équipement est représenté ci-après. L'essai a lieu entre les fréquences de 200 kc/s et 5 000 kc/s



A — Appareil soumis à l'essai ;

O₁ — Oscillateur ajustable entre 200 kc/s et 5 000 kc/s ;

O₂ — Oscillateur fixe à 60 kc/s ;

M — Modulateur modulant à 40 % et à 60 kc/s la fréquence fournie par l'oscillateur O₁ ;

CA — Circuit additionnant les courants fournis par M et par O₂ ;

F — Filtre de réjection accordé sur 60 kc/s et suivi d'un amplificateur à large bande.

D — Démodulateur ;

S — Circuits fournissant, par doubles écrêtages, des ondes carrées ;

G₁ — Générateur de balayage ;

G₂ — Générateur d'impulsions raccourcies à 0,01 microseconde pour la base de temps ;

OS — Oscilloscope cathodique.

Équipement de liaison mobile à forte puissance à micro-ondes pour l'image et le son. (A mobile high-power microwave link for vision and sound).

par F. W. CUTTS, Publication I. E. E., R 6-1258, 5 pages, 6 fig.

L'équipement permet de transmettre les signaux d'image, de son et de conversations de service.

Il fonctionne dans la bande de 4 400-4 800 Mc/s avec une puissance de 4 W rayonnée par une antenne parabolique de 1,20 m de diamètre.

En raison de la nécessité d'avoir la visibilité directe, l'antenne est montée sur un trépied et un câble de liaison de 120 m a été prévu.

On donne des détails sur les circuits de l'émetteur, ainsi que sur l'ondemètre spécial qui permet de le régler, sur n'importe quelle fréquence de la bande 4 400-4 800 Mc/s. Le réglage s'effectue par déplacement d'un piston dans une cavité résonnante.

On décrit également l'équipement de réception.

La portée pratique du système est limitée par la visibilité directe, mais les puissances en jeu permettraient, en tenant

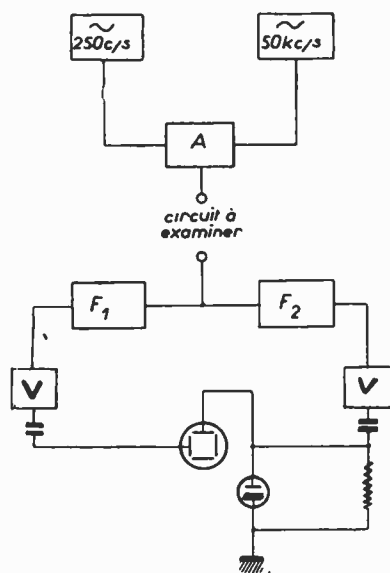
compte de la sensibilité du récepteur, des portées beaucoup plus considérables (jusqu'à 36 décibels d'affaiblissement du vidéo-canal). Des essais pratiques sur une distance de près de 75 km, dépassant nettement la visibilité directe, ont donné d'excellents résultats.

L'équipement a été étudié et construit par les laboratoires E. M. I.

Dispositif pour la mesure de la non-linéarité des liaisons de télévision. (Apparatus for the measurement of non-linearity in television trunk systems).

par G. W. GRIFFITH, Publication I. E. E., R 6-1260, 4 pages, 7 fig., 2 réf. bibl.

Les méthodes classiques de mesures utilisent des tensions en dents de scie ou en gradins. Ces méthodes peuvent être avantageusement remplacées par un procédé plus rapide à deux fréquences sinusoïdales dont on expose le principe (General Electric Company).



A — Addition sans modulation des deux fréquences ;
F₁-F₂ — Filtres.

L'amplitude de l'onde à 250 c/s est à peu près cinq fois supérieure à celle de l'onde à 50 kc/s. Le petit signal à 50 kc/s sert en définitive à examiner 250 fois par seconde, la caractéristique d'amplitude du système soumis à l'essai. Toute non-linéarité du système produit donc une variation cyclique à 250 c/s, de l'amplitude du signal reçu. On doit observer sur l'écran un rectangle dans le cas où la linéarité est parfaite. Un montage à diode permet d'obtenir dans tous les cas sur l'écran une figure dont la base est rectiligne, les fluctuations étant reportées à sa partie supérieure.

Le câble de télévision Birmingham Manchester-Holme Moss. (The Birmingham Manchester-Holme Moss television cable system).

par R. J. HALSEY et H. WILLIAMS, Publication I. E. E., R 6-1274, 13 pages, 15 réf. bibl., 16 fig.

La liaison Birmingham Manchester-Holme Moss est réalisée en câble coaxial à paires de 3/8 pouces (9,5 mm) du type standardisé pour la téléphonie par courants porteurs. Elle comporte deux tronçons :

- 1° De Birmingham (Broad Street) à Manchester (Picadilly), 135 km avec 16 répéteurs ;
- 2° De Manchester (Picadilly) à l'émetteur de Holme Moss, 35 km, 3 répéteurs.

La station de Manchester commandera la distribution des programmes à Holme Moss, ainsi qu'aux émetteurs situés au nord du Royaume Uni.

On s'est conformé, en principe, aux recommandations du

troisième groupe d'Etudes du C. C. I. F. relatives à l'utilisation des câbles coaxiaux en téléphonie ordinaire, car la transmission, en télévision, d'une bande de fréquences 60-4000 kc/s correspond, à peu près, à celle d'une transmission à 960 voies pour la téléphonie ordinaire. Cependant, le système a été étudié par la B. B. C. en vue d'une transmission de haute qualité et pour être utilisable jusqu'à des distances de 800 km, grâce à des correcteurs de temps de transmission.

La vidéo-bande est transmise avec une modulation asymétrique quant aux bandes latérales : la transmission est à bande latérale unique, atteinte pour les vidéo-fréquences au delà de 500 kc/s.

Les amplificateurs utilisés diffèrent également quelque peu des amplificateurs standard de la téléphonie sur câble coaxial : leur caractéristique gain/fréquence équilibre d'au moins près que possible les pertes sur une section de 9 650 m de câble coaxial entre les fréquences 60-4 400 kc/s (perte de 50,5 décibels à 4 400 kc/s et de 24 décibels à 1 000 kc/s).

On fournit des résultats de mesures.

Un générateur d'ondes et un dispositif de contrôle pour l'essai de canaux de télévision. (A wave form generator and display unit for the testing of a television channel).

par P. E. ACKLAND-SNOW et G. A. GLEDHILL, Publication I. E. E., R 6-1276, 7 pages, 5 fig., 5 réf. bibl.

Les équipements d'essais décrits ont été utilisés sur le radio-relais Londres-Birmingham.

Le générateur d'ondes fournit, à volonté, six formes d'ondes :

- a) Trains d'impulsions de 2 microsecondes (associées aux impulsions standard de synchronisation de 10 microsecondes et intercalées entre celles-ci) ;
- b) Même émission que a) mais avec les impulsions de 2 microsecondes à flancs moins raides ;
- c) Impulsions de synchronisation seules ;
- d) Impulsions carrées à 25 c/s de synchronisation verticale ;
- e) Impulsions carrées à 10 kc/s ;
- f) Ondes sinusoïdales.

On fournit le schéma électrique complet de ce générateur, en expliquant le détail de certaines particularités.

Du côté réception, le dispositif permet d'examiner, sur l'écran d'un tube cathodique, soit un certain nombre de cycles de récurrence complets, soit une simple fraction d'un cycle. On dispose de deux générateurs de balayage distincts.

Liaisons permanentes en Grande-Bretagne pour les transmissions de télévision. (Permanent point-to-point links for relaying television).

par H. FAULKNER, Publication I. E. E., R 6-1299, 10 pages, 4 fig., 1 tabl., 30 réf. bibl.

Il existe :

- 1° Un câble coaxial entre Londres et Birmingham transmettant la bande 3-7 Mc/s sur une porteuse de 6,12 Mc/s sur paire coaxiale de 1 pouce ;
- 2° Un câble coaxial entre Birmingham et Manchester, transmettant la bande 0,5-4 Mc/s sur une porteuse de 1 Mc/s et sur paire coaxiale de 3/8 pouce ;
- 3° Un radio-relais entre Londres et Birmingham, fonctionnant sur la fréquence de 900 Mc/s ;
- 4° Un radio-relais entre Manchester et Edimbourg, fonctionnant sur la fréquence de 4 000 Mc/s.

On fournit des détails techniques sur ces diverses liaisons, mais le but de l'étude est surtout d'en faire la comparaison du point de vue économique. Le prix d'un câble coaxial est très élevé et ce mode de transmission ne devient économique que si ce câble peut être en même temps utilisé pour les besoins du réseau téléphonique ordinaire. On donne les coupes des câbles Londres Birmingham et Birmingham Manchester.

Le tableau suivant donne les poids, relatifs de métaux utilisés pour la radio relais et le coaxial.

	radio relais	coaxial
Poids relatif d'acier.....	2	1
Poids relatif de cuivre.....	1	35
Poids relatif de plomb.....	1	280
Poids relatif d'aluminium.....	1	—

Dans les deux cas, l'étude du projet, la passation des commandes, la fabrication et l'installation exigent au moins un délai de deux ans et demi.



Pour les radio-relais il serait plus facile que pour les câbles d'augmenter la largeur de bande transmise, mais on pourrait alors tenter d'utiliser des guides d'ondes au lieu de câbles coaxiaux. La mise au point de ce procédé est encore à faire.

L'utilisation d'amplificateurs à ondes progressives permettrait, si elle est mise au point, d'amplifier à radio-fréquence sans passer par une fréquence intermédiaire.

Etude des amplificateurs du câble coaxial de télévision Birmingham - Manchester. (The design of amplifiers for the Birmingham-Manchester coaxial cable).

par W. T. DUERDOTH, Publication I. E. E., R 6-1288, 9 pages, 14 fig., 3 tabl., 5 réf. bibl.

Les amplificateurs ont été étudiés pour la transmission de signaux de télévision à 405 lignes sur une porteuse de 1 Mc/s, par une paire coaxiale de 3/8 pouces (9,5 mm) de diamètre. La caractéristique gain/fréquence de l'amplificateur doit égaliser l'affaiblissement de 9 650 m de câble.

L'égalisation par les amplificateurs est réalisée entre 60 kc/s et 4 340 kc/s, l'affaiblissement à compenser étant de $4,01 \sqrt{f}$ décibels par mille (1 609 m).

Ces conditions sont sensiblement plus sévères que celles que le General Post Office exige des amplificateurs sur paires coaxiales pour le service téléphonique ordinaire, et qui étaient réalisées dans les amplificateurs à trois étages avec contre réaction sur l'ensemble. Les amplificateurs du coaxial de télévision possèdent deux groupes de trois étages dont chacun est pourvu de réaction de cathode à cathode et qui sont associés en tandem. On en donne le schéma électrique complet. C'est l'étage d'entrée qui joue, dans la correction, le rôle principal.

Toutes les connections de l'amplificateur sont coaxiales. Les transformateurs ont été spécialement étudiés (construction toroidale avec noyaux de ferrocube).

L'amplificateur, assez compliqué, décrit ici ne représente pas un modèle définitif. Il donne satisfaction, mais on peut simplifier la correction des caractéristiques en utilisant des réseaux de transformation (égaliseurs réactifs), ce qui permettrait de revenir à des amplificateurs de conception plus économique.

Deux types simples d'amplificateur à réaction pour signaux de télévision transmis par câble coaxial. (Two simple types of feedback amplifier for the relaying of television signals over coaxial cables).

par E. G. CLIFFORD, Publication I. E. E., R 6-1318, 7 pages, 7 fig., 3 réf. bibl.

Les deux types sont à contre réaction appliquée à un montage à trois étages couplés par circuits accordés sur la fréquence moyenne géométrique de la bande passante.

Le premier type (W. 48) a été utilisé sur le câble coaxial Londres-Birmingham.

Le second type (WX. 33) est utilisé sur le réseau coaxial servant aux téléreportages dans la région de Londres. Comme dans ce cas il n'y a jamais plus de 4 amplificateurs en cascade, les exigences sont moins sévères. On donne les schémas électriques complets, ainsi que les spécifications et les performances.

Il convient de remarquer que les amplificateurs à contre réaction ne doivent pas être utilisés avec des signaux trop intenses, car à partir d'un certain niveau critique il se produirait des oscillations.

Nota. — L'article comporte une partie théorique pour le calcul des éléments de l'amplificateur quand on s'est fixé les limites de la variations du gain à l'intérieur de la bande passante.

De quelques facteurs affectant les performances d'un câble coaxial pour transmissions de télévision. (Some factors affecting the performance of coaxial cables for permanent television links).

par H. ASHCROFT, W. W. H. CLARKE et J. D. S. HINCHLIFFE, Publication I. E. E., R 6-1324, 7 pages, 6 fig., 12 réf. bibl.

On analyse les effets produits par les petites irrégularités du câble coaxial : défauts de fabrication qui altèrent légèrement la valeur locale de l'impédance caractéristique, discontinuités d'impédance à la jonction de deux tronçons, petits déséquilibres dans les stations de répéteurs, etc...

Les défauts de fabrication sont répartis au hasard et leurs effets ne peuvent faire l'objet que d'une évaluation statistique. Pour les autres irrégularités, leur distribution est presque régulière, mais c'est leur importance qui se répartit au hasard.

Un des effets des irrégularités est de provoquer des réflexions multiples. On indique une méthode pour calculer l'amplitude et la phase du signal d'écho apparaissant dans une large bande de fréquences. On traduit les résultats du calcul par un procédé graphique qui permet de tenir compte de la constitution réelle du câble ; c'est-à-dire de la longueur de chaque tronçon et de l'ordre dans lequel ils ont été raccordés (ordre qui ne respecte pas forcément la séquence des numéros de fabrication en usine). La méthode graphique s'applique à partir de mesures pratiquées sur le terrain.

Les échos ne produisent des signaux parasites que par l'écho double.

On doit distinguer un *écho systématique* proportionnel à la longueur et un *écho de hasard* proportionnel à la racine carrée seulement de la longueur.

L'écho systématique est dû à l'action de deux points de réflexion qui sont dans la même longueur de fabrication. L'écho de hasard est dû à l'action de deux points de réflexion non situés dans la même longueur de fabrication.

Equipement portatif pour liaison hyperfréquences de télévision. (Portable equipment for a microwave television link).

par G. DAWSON, Publication I. E. E., R 6-1338, 6 pages, 4 fig., 5 réf. bibl.

Les équipements portatifs construits pour la B. B. C. par la « Standard Telephone and Cables Ltd. » peuvent servir à réaliser, sur des distances d'une soixantaine de kilomètres des liaisons de télévision dans la bande des 3 600-4 000 Mc/s ou bien dans celle des 4 400-4 800 Mc/s.

On utilise comme antenne des réflecteurs paraboliques de 1,2 m de diamètre, et le feeder qui relie l'émetteur (ou le récepteur) à l'antenne peut avoir jusqu'à 60 m de longueur.

L'équipement est constitué par des « unités » dont le poids ne dépasse pas 80 livres.

On en donne les spécifications, ainsi que le schéma-bloc (émission et réception).

L'oscillateur est constitué par un klystron simple, à deux résonateurs couplés. On donne les valeurs des constantes des tubes utilisés, ainsi que des détails sur la construction mécanique des équipements.

Liaison radio temporaires pour reportages. (Temporary linkages for outside broadcasting purposes).

par A. R. A. RENDALL et W. N. ANDERSOT, Publication I. E. E., R 6-1349, 9 pages, 6 fig., 8 réf. bibl.

Après avoir essayé de réaliser les liaisons temporaires sur 60 Mc/s et 200 Mc/s, les services de télévision de la B. B. C. ont finalement adopté les ondes centimétriques (4 700 Mc/s et 6 800 Mc/s) avec relais, si nécessaire.

On donne, pour la région de Londres et pour la région de Birmingham la carte de la zone dans laquelle ces liaisons radio sont utilisables sans relais et sans utiliser les phénomènes de diffraction ou de dispersion des ondes. Les contours de ces zones sont très tourmentés. La carte a été établie en supposant que l'émetteur temporaire pourra utiliser une antenne placée en des points surélevés dans les localités intéressées, par exemple sur le réservoir d'eau de la commune. Les équipements ont été décrits dans le Rapport R 6-1258.

On fournit le schéma-bloc des relais et l'on en donne les performances.

La retransmission, en août 1950 par l'émetteur de Londres de cérémonies organisées à Calais, eut lieu à l'aide de 4 radio-sections en tandem, dont 3 exploitées en ondes centimétriques

et une en ondes métriques. On donne le profil en long du trajet qui comportait 110 km au-dessus du sol britannique et 42 km au-dessus de la mer. On donne également le profil d'un autre trajet : Londres-Glyndebourne, 78 km qui fut utilisé pour des téléreportages et qui comportait deux stations relais.

Liaisons par câbles utilisées par la B. B. C. pour les téléreportages. (Cable links for television outside broadcasts).

par T. KILVINGTON, Publication I. E. E., R 6-1247, 6 pages, 7 fig., 9 réf. bibl.

Trois types différents de câbles sont utilisés par les Services de la B. B. C. pour les téléreportages.

1° Câbles spéciaux à paires bifilaires symétriques.

Chaque conducteur est centré à intervalles de 5 cm, dans un tube de carton. Les deux conducteurs sont placés sous un écran constitué par un ruban de cuivre et sous une gaine de plomb (diamètre extérieur de 25 mm, environ).

2° Câbles coaxiaux.

Il convient de n'y envoyer les signaux vidéo que par l'intermédiaire d'une fréquence porteuse, dont la valeur a été fixée à 6,12 Mc/s. On donne le schéma-bloc de l'équipement, égaliseurs compris.

3° Câbles téléphoniques ordinaires.

Les câbles téléphoniques ordinaires sont utilisés quand on ne dispose pas de câbles spéciaux des types (1) ou (2).

Le réseau fixe des câbles (1) ou (2) dans l'agglomération londonienne est assez développé : il comporte 22 points de raccordement possibles, choisis en fonction des manifestations sportives, artistiques, expositions, etc... Néanmoins, en 1950, 66 des 120 téléreportages ont utilisé de simples câbles téléphoniques de réseau. On explique comment il convient de les corriger. Le correcteur variable comporte 64 sections.

Un correcteur de temps de transmission réglable pour la correction des ondes à vidéo-fréquences. (A variable time-equalizer for video-frequency waveform correction).

par J. M. LINKE, Publication I. E. E., R 6-1252, 9 pages, 15 fig., 11 réf. bibl.

Soit un réseau dont la bande passante s'étend de 0 à f_c ; la réponse de ce réseau à l'impulsion unité peut être définie par les valeurs qu'elle prend à des intervalles $\frac{1}{2f_c}$.

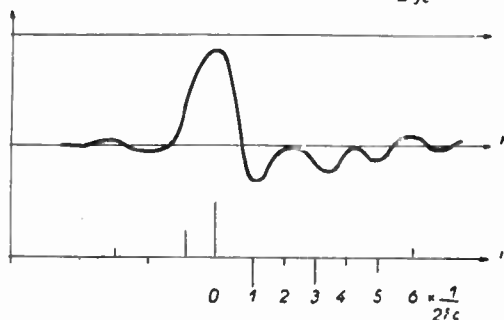


Fig. 1

Si l'on dispose du moyen de régler la réponse d'un système à des intervalles $1/2f_c$ il sera possible de reproduire une caractéristique quelconque à l'intérieur de la bande 0- f_c . Il suffit pour cela de combiner convenablement les échos prélevés sur un dispositif à retard et de leur donner l'amplitude voulue.

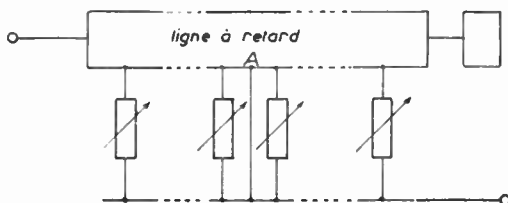


Fig. 2

On peut réaliser des correcteurs de temps de transmission du type à réflexion ou bien du type dit « transversal ». C'est le type « transversal » qui est plus spécialement étudié par l'auteur.

La ligne à retard est montée en potentiomètre à prises multiples. La prise A est fixe, les autres prises permettent soit d'appliquer des échos en avance (prises de gauche), soit en retard (prises de droite).

On peut aussi, d'après Strecker, appliquer, au lieu des « échos » directs, leurs dérivées ou leurs intégrales par rapport au temps.

On donne la description détaillée d'un égaliseur construits d'après ce principe. Il est calculé pour les fréquences comprise, entre 50 c/s et 3 Mc/s et pour des retards de 0,167 microsecondes entre deux prises successives (18 prises en tout).

On donne le schéma électrique complet. On reproduit également, sous forme d'oscillogrammes, des résultats d'essais.

Impulsion pour essais d'une ligne de transmission de télévision. (A testing pulse for television links).

par I. F. MACDIARMID, Publication I. E. E., R 6-1267, 9 pages, 12 fig., 15 réf. bibl.

On a choisi, pour effectuer les essais de lignes de transmission de signaux de télévision dans une bande de 3 Mc/s, une forme d'impulsions dénommées « sine-squared », émis à une fréquence de récurrence de 10 kc/s.

L'impulsion « sine-squared » est définie par :

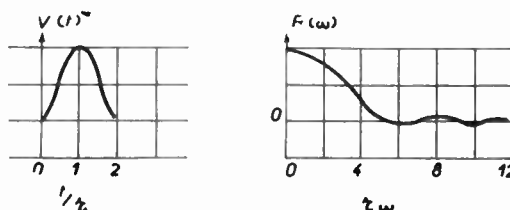
$$V(t) = \sin^2 \frac{\pi t}{2\tau}$$

pour $0 \leq t < 2\tau$

et $V(t) = 0$ pour toutes autres valeurs de t .

Le spectre de cette fonction est :

$$F(\omega) = \frac{\tau}{1 - \left(\frac{\tau\omega}{\pi}\right)^2} \frac{\sin \tau\omega}{\tau\omega}$$



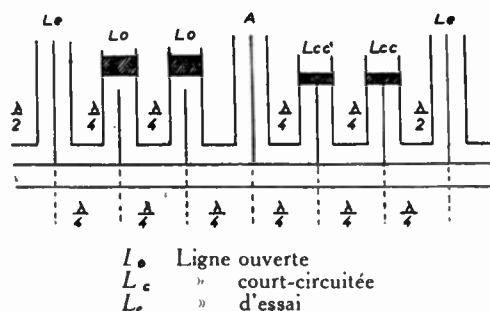
On décrit la méthode utilisée pour engendrer ces impulsions à l'aide d'un réseau passif à plusieurs cellules passe-bas, auquel on applique une impulsion de durée beaucoup plus courte (0,035 microsecondes à demi-amplitude) de forme triangulaire. On donne le schéma électrique complet du générateur d'impulsions.

Commutateurs et filtres pour circuits U. H. F. (Ultra-high-frequency switches and filters).

par G. F. SMALL, Publication I. E. E., R 6-1268, 9 pages, 19 fig., 2 tabl., 15 réf. bibl.

On décrit plus spécialement les commutateurs et les filtres du radio-relais de télévision entre Londres et Birmingham.

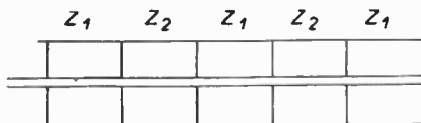
Commutateurs. — Les commutateurs comportent des lignes quart d'onde disposés en shunt sur les lignes de transmission. Dans la figure ci-dessous l'énergie arrivant en A est dirigée vers S_2 .



Filtres. — Les filtres sont constitués par des éléments d'impédance variant avec la fréquence et placés en dérivation sur la ligne principale. Ces éléments sont constitués par des sections coaxiales en nombre impair, de même longueur électrique θ et d'impédances caractéristiques alternativement égales à Z_1 et Z_2 telles que :

$$Z_1 = \frac{Z_0}{k} \quad Z_2 = kZ_0$$

Z_0 étant l'impédance caractéristique de la ligne principale.



Les caractéristiques du filtre ainsi constitué sont fonction de k et du nombre de sections N . Pour θ variant entre 0 et 90° la courbe d'impédance d'entrée de l'élément présente $\frac{N-1}{2}$ zéros et autant de branches infinies.

On donne les courbes d'affaiblissement de différents modèles de ce type de filtre.

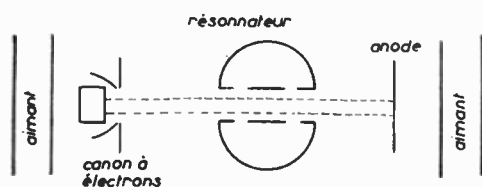
Un oscillateur à ligne coaxiale à modulation de vitesse pour les radio-relais de télévision. (A coaxial-line velocity-modulated-oscillator for use in frequency-modulated radio links).

par D. E. LAMBERT, Publication I. E. E., R 6-1337, 6 pages, 10 fig., 11 réf. bibl.

Les premiers oscillateurs à ligne coaxiale et à modulation de vitesse, pour les fréquences de 4 700 Mc/s ont été fournis dès 1948 à la B. B. C. par la « Standard Telephones and Cables Co ». Le modèle le plus récent fonctionnant dans la bande 3 900-4 200 Mc/s a été choisi pour équiper les radio-relais Manchester-Edimbourg, où il joue le rôle d'oscillateur local dans chaque station-relais. Ses qualités fondamentales sont sa grande stabilité, son débit élevé et sa grande durée de vie. Aux stations terminales de la liaison Manchester-Edimbourg l'oscillateur est du type klystron-reflex.

La différence essentielle entre l'oscillateur à ligne coaxiale à modulation de vitesse et le klystron-reflex réside dans la forme particulière du résonateur, en outre, il n'y a pas de réflexion et le faisceau électronique est focalisé par un aimant permanent.

La modulation de vitesse a lieu au passage de la première fente du résonateur, l'énergie est prélevée au passage du faisceau devant la seconde fente.



On développe des considérations théoriques sur le fonctionnement de cet oscillateur.

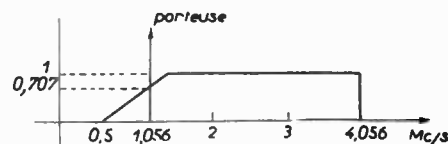
On donne des détails de construction et l'on reproduit des courbes traduisant les performances. La puissance délivrée atteint 250 à 330 mW. La vie moyenne des tubes serait de 4000 à 5000 heures.

Équipement terminal transposeur de fréquences pour le câble coaxial de télévision Birmingham-Holme Moss. (Television frequency translating terminal equipment for the Birmingham-Holme Moss coaxial cable).

par A. H. ROCHE et L. E. WEAVER, Publication I. E. E., R 6-1345, 9 pages, 9 fig., 4 réf. bibl.

Les signaux de télévision transmis sur ce câble sont à bande

latérale unique, ils occupent la bande 0,5 Mc/s-4,056 Mc/s sur porteuse de 1,056 Mc/s.



Il y avait lieu de fixer :

a) La fréquence minima à utiliser, compte tenu des possibilités de réalisation des correcteurs de temps. On a choisi la valeur de 500 kc/s, bien que, à la rigueur, on eut pu descendre jusqu'à 300 kc/s ;

b) La position de la porteuse. On a choisi la position dans le bas de la bande (1,056 Mc/s), ce qui augmente un peu les risques d'intermodulation et complique par suite le schéma des équipements, mais facilite, par contre, la compensation de phase et augmente la stabilité ;

c) La caractéristique de coupure des filtres pour la bande latérale supprimée : on a adopté une assez forte pente comme on le voit sur la figure, mais la portion restante de la bande quasi supprimée reste encore importante.

On donne les schémas-blocs complets des équipements terminaux de départ et d'arrivée. On donne quelques schémas de détail pour la modulation.

L'expérience acquise sur le câble Birmingham-Holme Moss montre que les paires coaxiales de 3/8 pouce (9,5 mm) peuvent fournir, en télévision, un excellent service et que le système vaut d'être utilisé sur des installations futures. On peut cependant essayer de le perfectionner encore.

En ce qui concerne la stabilité du système, des méthodes spéciales de contrôle automatique de gain pourraient l'accroître.

Les spécifications et les essais des réseaux de distribution de la télévision par fils. (The specification and testing of television wire broadcasting systems).

par F. HOLLINGHURST et D. S. TOD, Publication I. E. E., R 7-1281, 16 pages, 8 fig., 3 tabl., 14 réf. bibl.

On traite des réseaux de distribution de la télévision par fils à partir de centres capables d'alimenter de 20 à 500 récepteurs situés dans le voisinage.

Plusieurs brevets ont été déposés, en Grande-Bretagne ou dans d'autres pays, pour la distribution par fils de la télévision. L'objet de l'étude est de discuter les conditions techniques à exiger des installations de distribution qui reçoivent leurs programmes généralement par voie radio, (mais pourraient aussi le recevoir par câbles). Il est certain que la distribution par fils simplifie les appareils récepteurs des abonnés. Les problèmes relatifs au choix, parfois difficile, de l'emplacement d'une antenne réceptrice chez les particuliers sont résolus de façon catégorique.

Le « Post Master General » a fait connaître, en 1950, qu'il était disposé à accorder des autorisations pour les réseaux de distribution par fil, pourvu que certaines conditions techniques soient satisfaites. Ces conditions, qui sont énumérées dans un appendice de la présente communication, précisent la courbe de réponse des lignes (droite de 20 c/s à 2 Mc/s), le rapport de signal à bruit, le niveau transmis, etc. . .

Les auteurs fournissent un tableau des caractéristiques des systèmes de distribution par fils (au nombre de 8) qui ont reçu la sanction de l'expérience ou qui ont simplement fait l'objet de brevets. Ils décrivent les types de câbles (au nombre de 5) qui sont utilisables ainsi que les méthodes de dérivation des lignes. Ils traitent enfin, dans le cas où la distribution intéresse des zones étendues (Canada) des amplificateurs de lignes.

On donne des résultats d'essais sur des réseaux de distribution de faible rayon d'action (inférieur au kilomètre).

Un système de synchronisation de précision pour récepteur de télévision sur grand écran. (A precision synchronizing system for large-screen television equipment).

par A. W. KEEN, Publication I. E. E., R 7-1344, 12 pages, 14 fig., 22 réf. bibl.

La réception sur grand écran nécessite une synchronisation accrue.

Le problème à résoudre pour la synchronisation de précision est d'établir et de maintenir une parfaite correspondance entre la forme de l'onde engendrée par un générateur local et celle qui est dérivée du signal reçu, même si celui-ci est perturbé. C'est le contrôle automatique de phase réalisé au moyen d'un système à contre réaction qui n'admettra qu'une limite d'erreur rendue aussi faible que l'on voudra par le choix convenable du gain du circuit de réaction, pourvu que le circuit reste stable.

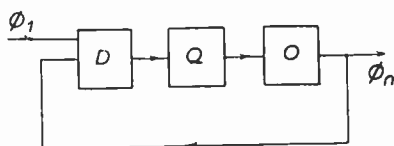
Si $\Phi_1(t)$ et $\Phi_0(t)$ désignent les phases du signal reçu et du signal fourni par le générateur local le courant d'erreur $i(t)$ est donné par :

$$i(t) = K_1 (\Phi_1(t) - \Phi_0(t))$$

Ce courant donne à travers un quadripôle d'impédance de transfert $Z(p)$ une tension :

$$v(t) = Z(p) \cdot i(t)$$

qui commandera le générateur local.



D — discriminateur de phase ;
Q — Quadripôle d'impédance de transfert $Z(p)$;
O — Oscillateur à fréquence variable.

On aura alors : $p\Phi_0(t) = K_2 v(t)$

Le rapport Φ_0/Φ_1 tend vers l'unité lorsque l'on augmente le gain du circuit de réaction.

L'auteur étudie et discute le choix de la fonction $Z(p)$.

Une autre condition à remplir dans la projection sur grand écran est d'avoir un entrelacement irréprochable.

On décrit un dispositif de correction automatique d'entrelacement.

La distribution de la télévision par fils. (Television distribution by wire).

par P. ADORIAN, Publication I. E. E., R 7-1352, 8 pages, 5 fig., 3 tabl., 5 réf. bibl.

La distribution par fils, intéressante pour de grands immeubles, des hôtels, etc... est presque indispensable pour couvrir les zones d'ombre.

Un feeder bien étudié peut desservir jusqu'à 300 abonnés (distribution en éventail) et jusqu'à des distances de 2 km.

On distingue :

- a) Les systèmes distribuant le signal vidéo tel quel ou par l'intermédiaire d'un courant porteur ;
- b) Les systèmes distribuant sur des porteuses différentes les signaux d'images et de synchro.

Dans les deux cas on examine le choix des câbles à utiliser (câble à quarte sous écran ou câble coaxial et le calcul des feeders de distribution).

On mentionne plusieurs exemples concrets de distribution aux U. S. A., au Canada et en Grande-Bretagne. On combine généralement sur ces réseaux la réception d'un ou de deux programmes de télévision avec celle de deux ou plus de deux programmes de radiodiffusion ordinaire.

A Montréal par exemple, un câble coaxial transmet deux programmes de télévision sur 16 Mc/s et 28 Mc/s et 8 programmes de radiodiffusion ordinaire sur des porteuses comprises entre 180 kc/s et 320 kc/s. On donne le schéma-bloc de cette distribution.

Quelques aspects du problème du projecteur pour télévision sur grand écran dans la salle de cinéma. (Some aspects of a cathode-ray tube projector for large screen television in cinemas).

par E. D. Mc CONNELL, Publication I. E. E., R 7-1355, 13 pages, 11 fig., 13 réf. bibl.

Le système étudié comporte un dispositif optique SCHMIDT et un tube cathodique à écran aluminisé de 23 cm de diamètre.

La partie optique comprend un miroir sphérique de 70 cm de diamètre et une plaque correctrice en matière plastique.

Le tube cathodique travaille sous de fortes tensions et son écran doit être refroidi, même si l'on fait usage de matériaux éluorescents à grande brillance, (courant électronique de 15 mA sous 50 kV pour écrans aux silicates).

On développe la théorie du système optique et l'on fournit l'équation du profil à donner à la plaque correctrice.

Pour le choix du tube cathodique, les dimensions proposées sont les valeurs minima compatibles avec les aberrations optiques.

On traite en détail la question de la concentration du spot ainsi que celle de la correction de la distorsion en coussin.

Les applications du redresseur métallique dans les récepteurs de télévision. (The applications of the metal rectifier in television receivers).

par A. H. B. WALKER, Publication I. E. E., R 8-1269, 12 pages, 14 fig., 1 tabl., 5 réf. bibl.

Les perfectionnements récents des redresseurs métalliques (au cuproxyde ou au sélénium) ont permis leur application dans les appareils récepteurs de télévision où ils sont à même de remplir leur fonction mieux encore que les redresseurs thermoioniques.

On passe en revue les caractéristiques de l'élément redresseur au sélénium pour haute tension ; on les compare à celles du redresseur thermionique. On discute les meilleures méthodes d'emploi du redresseur au sélénium et l'on décrit enfin les diverses applications.

Les redresseurs au sélénium qui ne résistaient à l'origine qu'à des tensions inverses de 20 volts par élément, supportent maintenant des tensions inverses jusqu'à 80 volts (élément à quadruple tension) sans que la résistance directe de l'élément soit sensiblement augmentée. On sait construire des empilages d'élément redressant 1 500 volts par pouce linéaire (25 mm). Pour les applications à la télévision on se contente souvent de redresseurs « à double tension » (40 volts par élément), de surface active individuelle de 2,21 cm². Le courant « direct » ne commence pratiquement à circuler que lorsque la tension a atteint au moins 0,7 V par élément. On a alors, sensiblement

$$\frac{I}{\alpha} = KV^n$$

α désignant la surface active et n étant voisin de 5,5 jusqu'à $V = 0,9$ volts. L'ascension de la courbe est ensuite plus rapide. L'échauffement du redresseur nécessite une ventilation convenable, car la température du redresseur au sélénium ne doit pas dépasser 70° C, si l'on veut ménager sa durée.

L'énergie redressée à fournir à un récepteur de télévision est d'environ 60 W. Si l'on part du secteur alternatif à 230 volts, il est facile de réaliser des montages doubleurs, tripleurs, quadrupleurs de tension. On reproduit plusieurs schémas électriques de multiplicateurs de tension, alimentés soit par des ondes sinusoïdales, soit par des impulsions. Dans ce dernier cas, si le montage est bien réalisé, on obtient une stabilisation de la H. T. très supérieure à celle que donneraient des diodes thermoioniques.

D'autres applications sont mentionnées pour les redresseurs dans les circuits de télévision : restauration de la composante continue, résistances cathodiques exemptes de contre-réaction dans les amplificateurs vidéo-fréquence, etc...

Le récepteur de télévision « tous courants » et les lampes utilisées (Television valves and the A. C. D. C. receiver).

par S. N. DOHERTY, E. JONES et B. R. OVERTON, Publication I. E. E., R 8-1326, 13 pages, 9 fig., 1 tabl., 9 réf. bibl.

Les auteurs estiment que le prix d'un appareil « tous courant » peut en être diminué de 22 % par rapport au prix d'un appareil alimenté par transformateur secteur.

Dans le récepteur tous courants on obtient la tension de 9 kV pour l'alimentation du tube d'image à partir de la base de temps et, pour les autres fonctions de l'appareil, on se contente d'un redresseur sec monté directement sur le secteur électrique sans transformateur.

Il en résulte cependant certaines conséquences pour le choix des lampes utilisées parce que la tension fournie par ce redresseur n'est que de 180 ou 190 V. On a donc étudié et réalisé des types de lampes travaillant de façon satisfaisante sous 180 V.

On donne les schémas complets avec valeurs numériques

de tous les éléments constitutifs, de 4 récepteurs « tous courants », trois pour la réception de la télévision britannique à 405 lignes et un pour la réception à définition « continentale » de 625 lignes :

- a) Récepteur N. U. 2 à petit angle ;
- b) Récepteur N. U. 4 à grand angle ;
- c) Récepteur N. U. 5 à grand angle, à trois lampes de moins que le N. U. 4 ;
- d) Récepteur N. U. 6 pour télévision à 625 lignes.

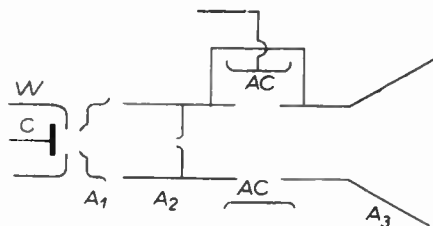
Ces récepteurs ne sont pas des modèles commerciaux. Les schémas étudiés par les Laboratoires Mullard sont présentés pour illustrer l'utilisation correcte des procédés et des tubes dont il a été question plus haut.

Un tableau des types de lampes est joint à l'article.

Une lentille électrostatique « unipotentiel » pour tubes cathodiques de télévision. (A univoltage electrostatic lens for television cathode-ray tubes).

par C. T. ALLISON et F. G. BLACKLER, Publication I. E. E., R 8-1333, 6 pages, 17 fig., 5 réf. bibl.

Dans les tubes à concentration électrostatique ordinaires le courant de faisceau — donc la luminosité — varie, pour une même tension du Wehnelt, si l'on modifie, pour ajuster la concentration, la tension de la première anode. Pour éviter cet inconvénient on a recours au dispositif schématisé ci-dessous et dénommé lentille « unipotentiel ».



- C — Cathode
- W — Wehnelt
- A₁ — 1^{re} anode
- A₂ — 2^e anode
- A₃ — 3^e anode
- AC — Anode de concentration au potentiel de la cathode

On donne différentes courbes indiquant la dimension du spot en fonction des tensions appliquées aux diverses électrodes.

Tubes cathodiques et lampes pour récepteurs de télévision. (Cathode-ray tubes and valves for television receivers).

par J. D. STEPHENSON, F. H. POWELL, T. W. PRICE et F. M. WALKER, Publication I. E. E., R 8-1339, 20 pages, 21 fig., 2 tabl., 5 réf. bibl.

Les auteurs de l'article appartiennent à trois firmes de construction de lampes ou de tubes cathodiques (Mullard Radio Valve Co, M. O. Valve Co, et Edison Swan Electric Co). Ils présentent un tableau très complet des progrès accomplis dans ce domaine industriel.

1^o La période d'avant la seconde guerre mondiale : a) avant l'adoption, en 1937 du standard britannique de télévision à 405 lignes ; b) après cette adoption de l'établissement de programmes de fabrication.

2^o La période de la deuxième guerre mondiale. Cette période fut évidemment stationnaire en ce qui concerne la télévision, mais féconde en tout ce qui touchait aux recherches techniques utilisables à des fins militaires et notamment aux techniques de miniaturisation, aux recherches sur les matériaux pour écrans cathodiques, etc...

3^o La période de l'après-guerre. Après la reconversion des industries de guerre en industries de paix, les fabrications de télévision britannique prirent un grand essor. L'industrie britannique se donna comme objectifs de construire des tubes cathodiques ou des lampes en économisant les matériaux demeurés rares et pour équiper des récepteurs d'un type vendu à prix raisonnable. La production des lampes a été réalisée selon

les méthodes les plus modernes. Les manufactures de verre ont étudié des verres spéciaux. On donne le détail de la fabrication en série d'un tube cathodique moderne.

On fournit, sous forme de courbes, la statistique de la production des tubes cathodiques et des lampes pour récepteurs de télévision, en Grande-Bretagne de 1935 à 1951.

L'utilisation du redresseur au germanium dans le récepteur de télévision. (The use of the germanium rectifier in television receivers).

par R. T. LOVELOCK, Publication I. E. E., R 8-1347, 9 pages 6 fig., 4 tabl., 4 réf. bibl.

La comparaison entre une diode à vide et un redresseur au germanium fait ressortir les points suivants :

- le germanium présente une capacité propre nettement plus faible que la diode ;
- sa conductance dans le sens direct est beaucoup plus élevée que celle des diodes ;
- sa caractéristique courant/tension passe par l'origine des coordonnées ;
- aux ultra hautes fréquences le germanium présente un bien meilleur rendement que la diode. En outre, il ne nécessite pas de source d'alimentation, ce qui supprime tous les inconvénients inhérents à cet organe.

L'auteur (General Electric Company) analyse successivement :

a) L'utilisation du redresseur au germanium comme redresseur de « tension élevée » (high-level rectifier).

L'angle d'ouverture (durée relative du passage du courant pendant la 1/2 période positive) est inférieur à celui d'une diode à 0,1 Mc/s mais devient supérieur aux fréquences de 10 Mc/s et très supérieur à 60 Mc/s.

b) Utilisation du redresseur au germanium comme redresseur de « faible tension » (low-level).

Ce mode d'utilisation reste exceptionnel en télévision.

c) Utilisation comme mélangeur très haute fréquence.

On mentionne les performances que l'on peut attendre, dans cette application, du redresseur type GEX-66.

d) Utilisation comme limiteur de parasites d'allumage de moteur à explosion.

On donne le schéma du limiteur de parasites utilisant le redresseur GEX-34 pour le canal audio ou bien le redresseur GEX-44/1 pour le canal vidéo, où le dispositif est moins à recommander, si les troubles ne sont pas excessifs, parce qu'il amoindrit un peu la qualité de l'image.

Un oscillographe à déclenchement retardé. (A delayed-trigger oscillograph).

par R. ANDERSON et J. R. SMITH, Publication I. E. E., R 9-1280, 6 pages, 7 fig., 6 réf. bibl.

L'appareil permet d'observer la forme d'un signal de télévision sur une seule ligne horizontale dans toute région choisie à volonté sur l'image.

L'impulsion qui commande le déclenchement de l'oscillographe est dérivée de la première des huit impulsions larges qui existent au début du cycle de balayage vertical, mais en y introduisant un retard que l'on peut ajuster entre 2 et 22 milli-secondes.

La base de temps de l'oscillographe peut être parcourue à vitesse variable.

On donne le schéma-bloc complet de l'appareil, puis le schéma du circuit d'extraction de l'impulsion de commande, celui du circuit de retard et du choix des lignes paires ou impaires et celui du circuit de la base de temps.

Le cycle du tube cathodique pouvant être très court il est nécessaire de renforcer la luminosité de l'image cathodique.

Les effets d'entrelacement défectueux dans des récepteurs de télévision bien synchronisés et leur correction. (On overcoming the non-interlacing of television receivers which are accurately synchronised).

par G. B. TOWNSEND, Publication I. E. E., R 9-1273, 3 pages, 3 fig., 7 réf. bibl.

Un récepteur de télévision, parfaitement synchronisé, peut cependant fournir des trames mal entrelacées. Ce phénomène

s'observe si les amplitudes des retours de trames ne sont pas constantes ou, plus exactement, si le retour de trame ne commence pas exactement sous la commande des impulsions de synchronisation. La correction de cet effet consistera à réduire ces variations :

a) Le séparateur des signaux de synchronisation horizontale et verticale devra produire des impulsions très brèves par rapport au temps de retour et l'impulsion sera de hauteur, de forme et de largeur bien constante. (On donne le schéma du séparateur Gledhill-Griffith).

b) Le condensateur utilisé pour engendrer les dents de scie du balayage vertical devra être d'excellente qualité.

c) La constante de temps de décharge du circuit engendrant ces dents de scie sera aussi faible que possible.

d) L'oscillateur de la base de temps devra être insensible à l'impulsion de synchronisation aussitôt que le front actif de celle-ci l'aura déclenché.

Les antennes de réception de la télévision britannique. (Receiving aerials for British television).

par F. R. W. STRAFFORD, Publication I. E. E., R 9-1237, 12 pages, 16 fig., 1 tabl. 23 réf. bibl.

Les qualités essentielles que doit posséder une antenne réceptrice de télévision sont :

a) Réponse correcte dans une bande de fréquences suffisamment large ;

b) Rendement acceptable ;

c) Transfert correct jusqu'au récepteur de l'énergie captée ;

d) Résistance mécanique suffisante aux effets des intempéries ou de la corrosion.

Dans les zones où le signal est faible, ou bien là où l'on peut craindre la réception de signaux parasites, l'antenne devra, de plus, posséder un rayonnement directif.

Le dipôle demi-onde résonnant constitue un excellent aérion. Son étude théorique (caractéristique d'impédance en fonction de la fréquence, largeur de bande) a fait l'objet de très nombreux travaux (Ballantine, Pistolokors, Pedersen, Schelkunoff, Hallen, Page, etc.). Toutes ces méthodes ne fournissent que des approximations. La mesure directe de la largeur de bande ne serait elle-même concluante que si le dipôle était éloigné de tout obstacle. L'auteur décrit une méthode de mesure directe susceptible de fournir d'assez bons résultats.

On mentionne les types de feeders communément utilisés en Grande-Bretagne pour la liaison de l'antenne au récepteur. Les défauts d'adaptation se traduisent par des images multiples (ou fantômes). On discute le degré de gêne causée par ces images. On analyse l'effet directif produit en associant à un dipôle un élément non alimenté : réflecteur ou directeur. On traite du gain et de la largeur de bande des antennes directives ainsi réalisées.

On mentionne aussi les antennes directives type Beverage (antennes à onde progressive).

L'antenne intérieure n'est à recommander que dans les zones où les signaux sont forts.

Le choix de l'emplacement d'une antenne réceptrice extérieure est toujours délicat si l'emplacement éventuel n'est pas très dégagé de tout obstacle.

Il serait souhaitable que l'Administration puisse donner son avis dans ce choix, surtout dans les régions accidentées.

Il est enfin essentiel, du point de vue mécanique, que les antennes ne vibrent pas sous l'action du vent.

Etude d'un récepteur superhétérodyne pour la télévision. (The design of a superheterodyne receiver for television).

par D. H. FISHER, P. A. SEGRAVE et A. J. WATTS, Publication I. E. E., R 9-1294, 15 pages, 17 fig., 1 table, 7 réf. bibl.

L'étude porte sur la spécification et le calcul des amplificateurs à radio fréquence et à fréquence intermédiaire, ainsi que sur le choix optimum de la valeur de la fréquence intermédiaire. On traite en outre de la commande automatique du gain, du niveau de bruit. On examine enfin la possibilité de réaliser un récepteur utilisable dans plusieurs canaux de télévision.

La réception en bande latérale unique pose des problèmes plus difficiles que dans le cas de deux bandes latérales complètes.

Il est assez rare que les courbes de réponse des amplificateurs à fréquence intermédiaire et radio couvrent une largeur de bande bien adéquate : une grande précision conduit à un prix de revient trop élevé du récepteur.

Pour la télévision britannique les fréquences intermédiaires ont été choisies à : 35 Mc/s, pour les signaux video et 38,5 Mc/s, pour le son avec une réponse video linéaire entre 34,25 et 35,75 Mc/s et une variation inférieure à 1 db entre 35,75 et 38 Mc/s.

Le minimum acceptable du rapport de signal à bruit pour un récepteur de télévision devrait être de 28 décibels, dans beaucoup de récepteurs du commerce on tolère 12 décibels. Le signal minimum utilisable tombe alors à $10\mu V$.

Pour obtenir une tension suffisante à l'étage de détection, il faut pouvoir compter sur un gain de 2 800 environ par l'amplificateur à puissance intermédiaire.

A cause de ce gain très élevé, il est nécessaire de prendre des précautions pour réduire le rayonnement possible des derniers étages à fréquence intermédiaire.

Les performances des installations de récepteurs de télévision en présence de perturbations. (The performance of television receiver installations in presence of interference)

par A. J. BIGGS et R. A. MILLS ; Publication IEE, R 9-1304, 6 pages, 4 fig., 7 tabl.

Les auteurs traitent des parasites dus à :

1° un champ perturbateur agissant sur l'antenne réceptrice.

2° un champ perturbateur agissant directement par le récepteur,

3° une tension perturbatrice se manifestant aux bornes de l'alimentation du récepteur par le secteur électrique.

L'étude quantitative de ces perturbations a fait l'objet de recherches systématiques, pour le canal n° 1 de la Télévision Britannique (41-48 Mc/s) et pour le canal n° 5 (63-68 Mc/s). On a évalué le facteur de couplage entre diverses installations de réception de télévision et les installations du secteur. Il est de 30 à 62 décibels. Les performances des récepteurs de télévision du type commercial ordinaire peuvent rester satisfaisantes, à condition que l'installation soit correctement réalisée, sans qu'il soit nécessaire de modifier les circuits des récepteurs.

On indique le processus à suivre pour déterminer, avec l'aide d'un générateur de signaux, la susceptibilité d'un récepteur à être perturbé par les parasites empruntant la voie de l'antenne ou celle du secteur électrique. Les relevés ainsi obtenus sont présentés sous forme de tableaux pour différentes conditions de l'installation.

De quelques facteurs importants dans la fabrication en grande série des récepteurs de télévision. (A consideration of some factors influencing the design of television receivers for mass production).

par M. REED, A. B. ATKINSON et D. S. CLARKE. Publication I E E R 9-1307, 7 pages, 6 fig., 1 tabl.

Des couplages parasites inattendus peuvent être introduits par de très légères différences dans les positions respectives des circuits. Il en résulte que certains schémas électriques qui semblent satisfaisants au laboratoire, sont peu appropriés à la fabrication en série.

Par ailleurs, même en imposant à chaque élément des tolérances de fabrication très sévères, les performances d'ensemble du récepteur risquent de ne pas approcher de la linéarité à moins de 10 %. On donne la courbe de la distribution probable des valeurs de non-linéarité dans une fabrication en série.

On conseille de diviser le récepteur en 4 unités interconnectées.

a) l'unité réceptrice des signaux,

b) l'unité des bases de temps,

c) l'unité de la déflexion,

d) l'unité des commandes.

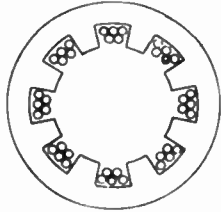
La souplesse maximum est obtenue si les interconnexions entre les unités sont réalisées par fiches.

Il en résulte de nombreux avantages pour les essais ou pour les réparations, et cela compense amplement l'augmentation du prix ainsi occasionnée.

Circuits et bobines de balayage vertical pour tubes cathodiques de télévision grand-angle. (Frame-scanning output circuits for wide-angle cathode-ray tubes).

par D. H. COVILL ; Publication I E E, R 9-1321, 6 pages, 9 fig., 6 réf., bibl. 1 tabl.

Les tubes cathodiques à grand angle exigent des tensions anodiques élevées et par suite des champs de déflection intenses. On préconise de remplacer les bobines à noyau annulaire lisse par des bobines à noyau annulaire indenté.



Cela permet de réduire la puissance à mettre en jeu dans le circuit de déflection et aussi d'équiper ce circuit par un tube moins fort.

On analyse aussi les modes de couplage des bobines de déflection avec la sortie des tubes, couplage qui se fait par transformateur ou par autotransformateur. Pour que la pente des dents de scie soit constante, il est nécessaire que le tube ne travaille pas exactement dans la partie linéaire de la caractéristique, ou bien que l'on ait recours à un réseau égaliseur spécial. On décrit le circuit « BLUMLEIN » qui donne de bons résultats. On donne le schéma complet d'un circuit de balayage vertical pour tubes cathodiques à écran de 16 pouces dont l'angle d'ouverture est de 70° si la tension anodique est de 13 kW. Ce circuit ne consomme que 2,28 watts.

Le récepteur de télévision britannique. (The british television receiver).

par A. J. BIGGS et E. O. HOLLAND. Publication I E E, R 9-1332, 13 pages, 9 fig., 2 tabl., 35 ref. bibl.

Les progrès accomplis en Grande-Bretagne depuis deux ou trois ans dans la construction des récepteurs de télévision ont abouti à des modèles simples et capables cependant d'excellentes performances.

Les auteurs fournissent la description générale d'un récepteur moderne (un seul schéma électrique complet, mais un tableau relatif à 13 modèles commerciaux).

Ils traitent successivement de l'amplification à radio fréquence et du changement de fréquence, de l'amplification à fréquence intermédiaire, de la détection de l'amplification vidéo, du séparateur de signaux de synchronisation des bases du temps, de la déflection, de l'alimentation, etc...

Une chaîne expérimentale à définition variable pour l'analyse de la valeur respective des standards de télévision. (A variable-definition channel for the appraisal of television standards).

par A. V. LORD et C. B. B. WOOD. Publication I E E, R 10-1253, 10 pages, 15 fig., 9 réf. bibl.

La chaîne expérimentale réalisée dans les Laboratoires d'Etudes de la B.B.C. permet de passer par simple commutation d'une définition à une autre. La cadence des images demeure toujours à la fréquence du secteur, soit 50 par seconde, mais le choix de la définition peut se faire entre les valeurs suivantes 405-525-625 - 819 lignes ou même d'une façon plus générale entre toutes définitions comprises entre 200 et 630 lignes non entrelacées ou 400 à 1 000 lignes entrelacées. Le système permet, en outre, de transmettre une largeur de bande variable entre 2 et 15 Mc/s. L'équipement fournit des signaux conformes à ceux de la télévision britannique, sauf que l'impulsion de synchronisation verticale y est simplifiée.

On donne le schéma-bloc de la chaîne expérimentale. En principe le réglage du générateur d'impulsions pilote (master trigger pulse-generator) devrait suffire à passer d'un standard de définition à un autre. En réalité on procède à quelques réglages complémentaires.

On peut utiliser soit une caméra de studio, soit une caméra de mire.

En utilisant cette dernière, on a étudié les performances électro-optiques de divers types de tubes de prise de vues et l'on a constaté que les qualités de ces tubes dépendent moins de la vitesse du balayage que de la distorsion d'ouverture.

L'article est illustré de divers schémas de principe et de détail expliquant le fonctionnement des divers organes de l'installation.

Les bruits de fluctuation dans l'amplificateur de tête d'une caméra de télévision. (Fluctuation noise in television camera head amplifiers).

par I. J. P. JAMES. Publication I E E, R 10-1300, 8 pages, 4 fig., 4 tabl., 19 réf. bibl.

Le circuit d'entrée de l'amplificateur de tête associé à un tube « C.P.S. Emitron » est constitué par une capacité shuntée par une résistance. L'auteur montre que l'on améliore le rapport de signal à bruit en intercalant une inductance entre la capacité représentée par le tube « C.P.S. Emitron » et la capacité d'entrée du tube amplificateur et en corrigeant convenablement ensuite la courbe de réponse fréquence/amplitude.

L'inductance L doit résonner avec des capacités $(1 - \alpha) C$ et αC en série, au voisinage des fréquences supérieures de la bande à transmettre, ce qui pour ces fréquences, augmente la réactance en parallèle avec R et augmente la tension du signal par rapport à celle du bruit du tube. On développe le calcul. Pour $\alpha = 0,5$ (valeur courante), le bruit serait diminué de 7,8 décibels.

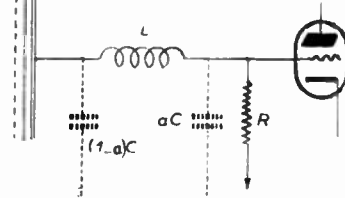
Si l'on désigne par I_s l'intensité du signal fourni par l'émitron et par V la tension fournie à la grille de la première lampe amplificatrice, on peut écrire :

$$V = I_s \frac{1}{j\omega C \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2}\right)}$$

$$\text{avec } \omega_r^2 = \frac{1}{LC \alpha (1 - \alpha)}$$

La courbe de réponse amplitude/fréquence est donc une courbe en $C R$, modifiée par le facteur $\frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_r^2}}$.

L'erreur de cette réponse devra être corrigée par un réjecteur accordé sur $\frac{\omega_r}{2\pi}$.



Si l'on désigne par R_n la résistance équivalente du bruit du tube d'entrée de l'amplificateur, il y a intérêt à choisir une triode à forte pente, plutôt qu'une pentode. Il existe des triodes dont la pente est de 25 mA/V ($R_n = 1\ 000\ \Omega$) et la capacité d'entrée (à froid) de $10\ \mu\mu F$.

La résistance R du montage indiqué pourra être portée jusqu'à la valeur de 5 mégohms. (Etude des Laboratoires E.M.I.)

De quelques facteurs intervenant dans le calcul des bobines de déflection des tubes cathodiques. (Some factors in the design of deflecting coils for cathode-ray beam systems).

par E. W. BULL. Publication I E E, R 10-1303, 6 pages, 7 fig., 7 réf. bibl.

La déflection, quel que soit le type du tube cathodique, concerne toujours un étroit faisceau de rayons focalisés par un dispositif convenable. La bobine de déflection est constituée par des conducteurs parallèles au faisceau. L'étude mathématique de la distribution du champ est ardue ; le faisceau électronique est sensible aux moindres variations de la distribution du champ. Les distorsions de la déflection se traduisent par l'ovalisation du spot sur la surface balayée, ovalisation qui dépend d'ailleurs aussi de la forme de cette surface. Le phénomène se complique quand il existe deux champs déflecteurs rectangulaires entre eux. On peut corriger l'ovalisation du spot, mais en augmentant son diamètre et il faut alors le refocaliser afin de le ramener à la finesse voulue. La distance focale devrait varier avec l'angle de déflection, mais l'effet nécessaire dépend de la longueur de la bobine déflectrice.

La présente étude fournit sur tous ces points des développements mathématiques. La réalisation pratique des bobines de déflection représente toujours un compromis entre les conditions contradictoires. On illustre ces considérations par trois exemples :

- a) bobine de la camera Emitron,
- b) bobine d'un tube à flying-spot,
- c) bobine d'un moniteur de studio.

(Etude des Laboratoires E.M.I.)

La télévision considérée comme un problème des télécommunications. (Television as a communication problem).

par L. C. JESTY. Publication I E E, R 10-1336, 10 pages, 7 fig., 25 réf. bibl.

Le problème de télécommunication posé par la télévision est celui du moindre encombrement de l'éther, c'est-à-dire de l'utilisation de la moindre largeur de bande compatible avec la fourniture d'un bon service. D'autre part, le choix des standards doit s'inspirer du souci de pouvoir réaliser des récepteurs à des prix raisonnables. Cela est vrai déjà pour la télévision en noir et blanc et le sera encore davantage pour la télévision en couleurs.

Partant d'une largeur de bande donnée, il y a lieu de l'utiliser au mieux. Du côté des émetteurs, on aura recours aux circuits correcteurs de phase et de gamma. Du côté des récepteurs des perfectionnements des matériaux pour écrans phosphorescents, l'utilisation de filtres optiques spéciaux peuvent améliorer la qualité d'images transmises sur largeur de bande minimum. De même, la « wobblelation » du spot améliore la réception sur grand écran. Une meilleure connaissance des exigences visuelles est à la base de ces recherches. On traite des questions de papillotement, de scintillation, d'entrelacement.

L'auteur donne un aperçu des méthodes de codage et de décodage qui permettraient de comprimer les signaux.

En ce qui concerne la télévision en couleurs la question pratique essentielle est de choisir des systèmes et de construire des récepteurs qui soient réellement compatibles.

Quelques aspects fondamentaux de la télévision en couleurs. (Some fundamental aspects of colour television).

par W. N. SPROSON, Miss M. GILBERT et W. WEST. Publication I E E; R 10-1339, 12 pages, 11 fig., 21 réf. bibl.

Il semble, à priori, puisque l'on fait usage de 3 couleurs de base (rouge, vert et bleu), que l'information à fournir doit être trois fois plus importante que celle qui est fournie en télévision monochrome, mais des considérations de physiologie de l'œil permettent de réduire cette proportion.

Les méthodes d'analyse et les méthodes de synthèse qui ont été proposées pour l'émission et pour la réception en couleurs sont très nombreuses. On peut cependant les classer en procédés à séquences colorées successives et en procédés d'impression simultanée.

Les conclusions des auteurs sont les suivantes :

- a) Un système à séquences de cadres est essentiellement incompatible avec la télévision monochrome.
- b) L'acuité des détails est à peu près la même dans une image rouge, verte ou blanche, mais elle n'est que des deux tiers dans une image bleue.
- c) La technique à séquence de points permet de réaliser une compression de 50 % de la largeur de bande nécessaire à la télévision en couleurs. Elle permet, en outre de réaliser des systèmes compatibles avec la réception monochrome.
- d) L'utilisation du principe « mixed-high » permet de réaliser une compression complémentaire de 33 % dans la largeur de bande nécessaire.

e) Il reste encore beaucoup à faire pour que la télévision en couleurs rende l'effet des couleurs naturelles, mais les effets des tolérances sur le diagramme de chromaticité sont encore insuffisamment connus.

(Etudes des Laboratoires de la B.B.C.)

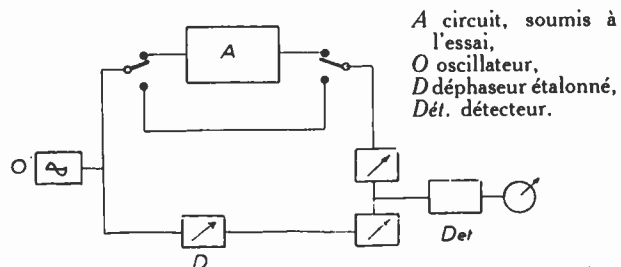
Appareil de mesure du retard de phase dans les circuits de transmission de signaux de télévision et dans les équipements associés. (Apparatus for the measurement of phase delay in television transmission circuits and in associated equipment).

par C. W. GOODCHILD et R. C. LOOSER. Publication I E E, R 10-1255, 8 pages, 9 fig., 3 réf. bibl.

L'appareil réalisé dans les Laboratoires du « General Post Office », est utilisable aux fréquences comprises entre 100 kc/s et 10 Mc/s et l'erreur sur la mesure ne dépasse pas 0,01 microseconde pour les retards de phase inférieurs à une microseconde.

Cette sensibilité est excellente, car les effets de la distorsion de phase ne deviennent gênants que lorsque les retards de phase varient d'environ 0,5 microseconde à l'intérieur de la bande passante.

L'oscillateur *O* alimente deux canaux, dont l'un contient le circuit à étudier et l'autre un déphaseur étalon *D*. L'amplitude est réglée dans chaque canal par un affaiblisseur. On ajuste le déphaseur *D* pour que les signaux arrivant au détecteur *Det* soient de phases opposées, c'est-à-dire que les déviations de l'appareil de lecture soient minima. On remplace alors le circuit *A* par un court-circuit et l'on recommence la mesure. La différence entre les deux réglages du déphaseur fournira le retard de phase introduit par le circuit *A*.



Il serait cependant difficile de réaliser un déphaseur étalon capable de couvrir, avec la précision désirable, une bande de fréquences aussi large que la bande requise. On opère donc avec un déphaseur travaillant à fréquence fixe (100 kc/s) et les fréquences essayées sont toutes des multiples exacts de 100 kc/s. Le schéma réel diffère donc sensiblement du schéma de principe reproduit ci-dessus. Au lieu d'ondes sinusoïdales, on utilise des impulsions. La présente étude fournit tous les détails du montage, ainsi que quelques calculs justificatifs.

Le calcul des filtres passe-bas à déphasage linéaire. (The design of linear-phase low-pass filters).

par C. F. FLOYD, R. L. CORKE et H. LEWIS. Publication I E E R 10-1295, 11 pages, 16 fig., 11 tabl., 5 réf. bibl.

En télévision il est nécessaire de disposer de filtres passe-bas dont la phase d'insertion est proportionnelle à la fréquence jusqu'à et y compris la région de coupure.

Si l'on considère un filtre en treillis dont les bras série et transversaux possèdent respectivement les impédances Z_s et Z_L et si l'on suppose que la source et la charge ont des impédances égales à R_t , la phase d'insertion du filtre est donnée par :

$$\psi = \theta + \theta \pm (2n + 1) \frac{\pi}{2}$$

$$\text{avec } \theta = \arctan \frac{Z_s}{jR_t}$$

$$\theta = \arctan \frac{Z_L}{jR_t}$$

Il y a lieu de tenir compte d'un certain nombre de fréquences critiques dans la bande passante et un peu au delà de la fréquence de coupure.

On peut limiter l'étude à la région $f/f_c \leq 2$ en désignant par f_c la fréquence de coupure du filtre. Les auteurs analysant les cas où le nombre de fréquences critiques s'élève à 1, 2, 3 ou 4 à l'intérieur de la bande passante. La linéarité de phase ne peut être augmentée qu'au détriment de la qualité de la perte d'insertion dans la région de coupure du filtre, à moins que l'on ne consente au sacrifice de la linéarité de phase dans le bas de la bande passante.

On illustre les considérations théoriques par plusieurs exemples.

a) Série de filtres passe-bas jusqu'à 4 Mc/s possédant des caractéristiques de phase linéaires depuis la fréquence zéro jusqu'à leur fréquence de coupure, avec discrimination d'au moins

15 décibels, au-dessus de l'intervalle de transition, limité à 15 Mc/s.

b) Filtre de bande latérale asymétrique, possédant une fréquence de coupure de 6,12 Mc/s, avec une caractéristique de phase linéaire entre 3 et 7 Mc/s, et une discrimination dépassant 30 décibels au-dessus de 7 Mc/s.

Les équipements d'essais de la B. B. C. pour les essais des circuits de transmission de signaux de télévision. (Test equipment for television transmission circuits).

par S. H. PADEL, A. R. A. RENDALL et S. N. WATSON : Publication I E E, R 10-1302, 13 pages, 11 fig., 2 réf. bibl.

Les signaux de télévision transmis, à grande distance, empruntent souvent trois et quatre circuits successifs. Il est essentiel de pouvoir mesurer très exactement les distorsions d'amplitude ou de phase ainsi introduites. Les Services de la B.B.C. utilisent, dans ces essais, les 5 appareils suivants :

A) Oscillateur sinusoïdal à vidéo fréquences.

Il couvre les fréquences de 7 kc/s à 7 Mc/s (en 6 gammes). La tension de sortie peut être affaiblie jusqu'à -55 dB par échelons de 0,5 dB. La teneur en harmoniques est inférieure à 2 % jusqu'à 3 Mc/s et à 5 % à 7 Mc/s. On en fournit le schéma électrique.

B) Amplificateur-détecteur pour vidéo-fréquences.

La lecture de l'appareil fournit directement la valeur quadratique moyenne du signal appliqué. On donne son schéma qui comprend un affaiblisseur, un amplificateur et un détecteur quadratique. Il peut être utilisé pour mesurer des niveaux de signaux entre +20 et -35 dB, et à des fréquences comprises entre 30 kc/s et 5 Mc/s. La précision obtenue est de : $\pm 0,1$ dB entre 10 kc/s et 3 Mc/s.

C) Générateur d'impulsions.

Les impulsions utilisées pour les essais sont accompagnées des signaux de synchronisation et de suppression habituels du standard britannique.

Ce générateur, utile également pour l'alignement des moniteurs, peut être mis à la disposition des studios ou centres d'émission.

D) Moniteur pour l'examen de la forme de l'onde.

Le moniteur doit permettre, en analysant la réception des mires, d'évaluer la résolution, le gamma, la réponse aux transitoires et le bruit des caméras. On décrit en détails les circuits du moniteur et son utilisation.

E) Équipement pour la mesure du retard de groupe.

Pour mesurer les variations de la pente de la courbe représentant la valeur du déphasage en fonction de la fréquence, on utilise deux signaux, l'un (signal de référence) sinusoïdal et à fréquence fixe, l'autre (signal d'essai) modulé en amplitude sur porteuse variable. Le signal d'essai est démodulé à la réception et la phase de l'enveloppe démodulée est comparée à celle du signal de référence. On fournit le schéma bloc du dispositif et ses caractéristiques entre 100 kc/s et 4 Mc/s (ou même 8 Mc/s à précision réduite). On mesure des retards de ± 20 microsecondes près.

Utilisation d'une diode à cristal dans un circuit de réglage du gamma. (A gamma control circuit using crystal diodes).

par L. LAX et D. WRIGHTON. Publication I E E, R 10-1308, 7 pages, 7 fig., 2 tabl., 5 réf. bibl.

En vue de compenser une non-linéarité dans une chaîne, on peut être conduit à imposer à un signal d'entrée e_i une distorsion :

$$e_o = M e_i \gamma$$

e_o : signal de sortie

M, γ : constantes.

On réalise ainsi une « correction gamma ». On a proposé, à cet effet, de nombreux types de circuits utilisant généralement des lampes. L'auteur montre que les diodes au germanium peuvent fournir dans ces cas d'excellents résultats.

Le dispositif ci-dessus permet d'obtenir un gamma ajustable de façon continue entre la valeur 1 et la valeur minimum que peut fournir le cristal. On en développe la théorie complète.

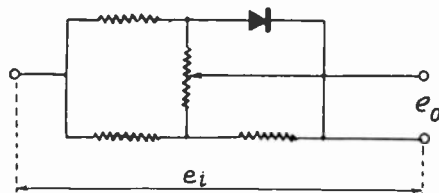
En supposant que le signal d'entrée est de la forme sinusoïdale (à composante continue) :

$$e_i = \frac{1}{2} (1 + \cos x)$$

où x serait en fonction linéaire du temps, on aurait :

$$e_o = \lambda \left(\frac{1 + \cos x}{2} \right)^\gamma$$

On démontre que 99 % de l'énergie totale de ce signal sera effectivement transmise lorsque la largeur de bande de l'amplificateur suivant le circuit gamma est le double de la fréquence de la sinusoïde appliquée.



Si l'on applique à un circuit gamma un signal e_i provenant d'une impulsion unitaire ayant traversé un amplificateur vidéo à n étages, on aura :

$$e_i = (n-1) e^{-t/RC}$$

et à la sortie du circuit gamma

$$e_o = (n-1) \gamma e^{-t/RC}$$

ce qui revient à dire que, dans ce cas, tout se passe comme si le rôle du circuit gamma était de réduire de n à $1 + \gamma(n-1)$ le nombre des étages de l'amplificateur vidéo qui le précède, en même temps que la constante de temps de chacun de ces étages est portée à la valeur RC/γ .

On développe des calculs pour l'évaluation du gamma minimum que peut fournir une diode de constantes connues.

De quelques facteurs entrant dans le calcul des amplificateurs à large bande pour circuits de télévision. (Some factors in the design of wide band amplifiers for television)

par W. S. PERCEVAL. Publication I.E.E. R 10-1312, 8 pages, 12 fig., 2 tabl., 25 réf. bibl.

Le facteur de mérite P_s d'un amplificateur à large bande est le produit du gain d'un étage par la largeur de la bande délimitée par une chute de 5 décibels aux extrémités de la bande.

La largeur de bande est effectivement limitée par l'effet de shunt de la capacité des tubes. En diminuant cette capacité on accroît P_s ; cependant il faut encore que la réponse phase/fréquence reste suffisamment linéaire, que les caractéristiques du tube soient stables et enfin que la réalisation de l'amplificateur ne soit pas trop difficile.

Les premières solutions adoptées furent les amplificateurs à étages couplés par circuits décalés type BUTTERWORTH.

On a ensuite utilisé les couplages à « bout mort » (dead-end coupling), dans lesquels la capacité des tubes forme la capacité shunt d'un filtre passe-bas.

On préconise maintenant les amplificateurs à chaîne (chain amplifiers) dans lesquels toutes les capacités d'entrée constituent la capacité shunt d'un filtre, toutes les capacités de sortie, la capacité shunt d'un second filtre.

Les lampes sont en parallèle en ce qui concerne le gain, tandis que la capacité shunt effective ne dépasse pas celle d'une seule lampe.

On rappelle, en les résumant, les travaux théoriques du BODE et de HANSEN pour évaluer la valeur maximum de P que permet d'atteindre chaque montage. On signale aussi que l'application d'une contre-réaction n'augmente pas la valeur du maximum de P que peut donner un couplage interétage déterminé et des lampes données.

Si l'on exprime le facteur de mérite en prenant pour unité la valeur de $g_m/2C\pi$, (g_m : pente et C capacité totale shunt de l'étage). On doit, pour un émetteur, réaliser des circuits fournissant $P_{0,1} = 1,1$ tandis qu'on peut se contenter pour un récepteur de circuits fournissant $P_s = 1$.

NOV 14 1952

L'ONDE ÉLECTRIQUE

32^e ANNÉE. N° 307
OCTOBRE 1952
PRIX : 200 FRANCS

BULLETIN DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
ÉDITIONS CHIRON, 40, RUE DE SEINE, PARIS-6^e

National Bureau of Standards
Central Radio Propagation Laboratory
Library
Boulder, Colorado



NOTRE COUVERTURE
Studio du « Centre Pierre
Bourdan » installé par la Société
Alsacienne de Constructions Mécaniques

LIRE DANS CE NUMÉRO
Ondes hertziennes et photons
LOUIS DE BROGLIE

Le « Centre basse fréquence Pierre Bourdan »
à Paris
L. CONTURIE

L'exploitation des studios de radiodiffusion
et le nouveau matériel de la S.F.R.
J. CORDONNIER
M. BERNARD,

RELAIS *Hertziens*
MÉTRIQUES
ET
Centimétriques...

ET
TOUS ÉQUIPEMENTS DE
RADIO COMMUNICATIONS
H.F. - V.H.F. - U.H.F. - S.H.F.

•
MATÉRIELS FIXES & MOBILES
POUR
INFRASTRUCTURE AÉRIENNE
NAVIRES - RADIODIFFUSION
ET LIAISONS TERRESTRES

•
ÉQUIPEMENTS CIVILS
ET MILITAIRES

•
T.R.T. consacre la totalité de
son potentiel industriel à la
fabrication exclusive de matériel
professionnel.

T.R.T.

26, RUE BOYER - PARIS-XX - TÉLÉPHONE : MÉNIL 62-94

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique : Agence-Publéditec-Domenach, 161, Boulevard St-Germain, PARIS-6, Tél. LIT. 79-53

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE 2000 F

ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

200 francs

Vol. XXXII

OCTOBRE 1952

Numéro 307

SOMMAIRE

	Pages
Ondes hertziennes et photons	Louis de BROGLIE 393
Le centre basse fréquence « Pierre Bourdan », à Paris	L. CONTURIE 397
L'exploitation des studios de radiodiffusion et le nouveau matériel de la S. F. R. ..	J. CORDONNIER 411
	M. BERNARD
Activité du groupe du Sud-Est de la Société des Radioélectriciens (1 ^{er} Semestre 1952) ..	423
Analyses	9 à 12 A
Vocabulaire technique	425

Sur la couverture :

Studio du « Centre Pierre Bourdan »
installé par la Société Alsacienne de Constructions Mécaniques

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3^o Visites de diverses installations radioélectriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4^o Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse)

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1^o Membres titulaires, particuliers 1 600 F.
— sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré

25 000 F. } de la société

ou 50 000 F. } ou collectivité

2^o Membres titulaires, agés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 800 F.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.

3^o Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.

5^o Membres bienfaiteurs:

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38
CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
- 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
- 1924 R. de VALBREUZE, Ingénieur.
- 1925 † J.-B. POMEY, Inspecteur Général des P.T. T.
- 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
- 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
- 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris
- 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
- 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
- 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
- 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
- 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
- 1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
- 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
- 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
- 1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
- 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
- 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
- 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
- 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
- 1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
- 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
- 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
- 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
- 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
- 1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.

Président désigné pour 1953 :

M. P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.

Vice-Présidents :

MM. B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.

R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.

R. AUBERT, Directeur général adjoint de la S. F. R.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.

Secrétaires :

MM. J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.

H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOT.	M. LAPOSTOLLE.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN.	M. CHARLET.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M ^{me} COURTILLOT. M. LARGUIER.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSEIGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

DEMANDES D'EMPLOI

0.16. — Ingénieur E. C. T. S. F., 25 ans, 3 certificats généraux électricité physique rayons X CNAM (8 cert. annuels et 2x médaillé), conn. anglais, cherche emploi AT3 ou ing. déb. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.17. — Ingénieur Radio-E. S. E., 25 ans, ayant connaissance anglais, allemand, cherche association dans petite affaire install. vente et dépannage de pet. matériel électrique ou radio. Préférence : région Nord ou Sud-Est. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.18. — Ingénieur. Formation générale, Electrotechnique, Electronique. Anglais, Allemand, cherche situation, Lille et région ou Représentations. Sérieuses références. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.19. — Ingénieur 26 ans. Position II B. 6 ans pratique industrielle

et labo, dont 4 ans télévision. Cherche situation stable et d'avenir dans industrie électronique. Ecrire à la Société qui transmettra.

OFFRES D'EMPLOI

0.20. — Compagnie Générale de T.S.F. offre à Ingénieur diplômé grandes écoles (A.M. et E.S.E., radio de préférence) et posséd. sér. réf. industr. ds la spécial. situation intéressante pour service contrôle et essais de matériel radio-professionnel. Aptitude au commandement indispensable. Ecr. avec curr. vitae : 168, bd Gabriel-Péri, à Malakoff (S.).

0.21. — Sté de Constructions Radio-Electriques, recherche pr ses Laboratoires d'Etudes en Hyperfréquences des Ingénieurs confirmés, des Ingénieurs débutants. Envoyer curr. vitae détaillé à SINTRA, 26, rue Malakoff, à Asnières, qui convoquera.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LE CENTRE « BASSE FREQUENCE PIERRE BOURDAN », par L. CONTURIE, *Ingénieur en chef à la Radiodiffusion Française*. *Onde Électrique* d'octobre 1952 (pages 397 à 410).

La réalisation du Centre Pierre BOURDAN constitue la première Maison de la Radio - à échelle assez réduite - construite en France et comparable aux grands centres étrangers. Mais sa présentation est intéressante à deux titres : d'une part, les conditions d'un bon isolement phonique s'y sont trouvées particulièrement délicates en sorte que la nature des difficultés rencontrées et les solutions techniques plus ou moins originales utilisées sont instructives ; d'autre part, le traitement acoustique des studios a tenu compte des plus récentes évolutions d'idées en matière d'acoustique architecturale et le centre Pierre BOURDAN offre de bons exemples des diverses méthodes auxquelles on fait aujourd'hui appel pour obtenir de bons studios. Il a paru indiqué de faire rapidement le point des idées acquises et de présenter en quelque sorte le centre comme une illustration de ces idées.

L'EXPLOITATION DES STUDIOS DE RADIO-DIFFUSION ET LE NOUVEAU MATÉRIEL DE LA S. F. R., par CORDONNIER, *Ingénieur-Conseil à la S. F. R.* et BERNARD, *Ingénieur à la S. F. R.* *Onde Électrique* d'octobre 1952 (pages 411 à 422).

Depuis vingt-cinq années, les installations techniques des studios de radiodiffusion n'ont cessé de se perfectionner. Tandis que l'évolution scientifique permettait d'améliorer chaque jour les performances du matériel, l'expérience des exploitants intervenait pour guider les constructeurs vers des formules mieux adaptées aux besoins. Parallèlement, l'augmentation continue du nombre de programmes diffusés entraînait une extension considérable des studios et, de ce fait, tendait à rendre prohibitives des dépenses d'équipement et d'exploitation restées relativement modestes à l'origine. Il devenait dès lors nécessaire de rechercher des solutions propres à diminuer non seulement le prix de revient des installations, mais aussi et peut-être plus encore, les frais d'exploitation. Le présent exposé se propose de définir les besoins des studios de radiodiffusion, de rappeler brièvement les solutions techniques employées jusqu'ici pour les satisfaire et de décrire ensuite la conception et les types de matériel proposés par la Société Française Radioélectrique pour remplir simultanément les conditions essentielles de qualité et de rendement.

PAPERS SUMMARIES

THE « PIERRE BOURDAN », CENTRE, by L. CONTURIE, *Ingénieur en chef à la Radiodiffusion Françaises*. *Onde Electric*, October 1952 (pages 397 to 410).

The « Pierre Bourdan » Centre constitutes, though on a rather smaller scale, the first « Broadcasting House » built in France and comparable with the big foreign centres. Its arrangement is especially interesting in two respects : on the one hand the provision of satisfactory acoustic insulation was found to be particularly difficult, and the nature of the difficulties which were found and the technical solutions adopted — which are to some extent novel are instructive : on the other hand the acoustical treatment of the studios has taken into account the latest developments in architectural acoustics, so that the Pierre Bourdan Centre offers good examples of the various methods which can be used nowadays to obtain good studios. It seemed desirable to outline the lessons which have been learnt and to describe the Centre as an illustration, to some extent, of their application.

BROADCASTING STUDIO OPERATION AND THE NEW S. F. R. EQUIPMENT, by CORDONNIER, *Ingénieur-Conseil à la S. F. R.* and BERNARD, *Ingénieur à la S. F. R.* *Onde Electric* October 1952 (pages 411 to 422).

During the last twentyfive years, the technical equipment of broadcasting studios has unceasingly advanced. Whilst scientific progress enabled improvement in the performances of the equipment, the experience gained by operators guided the constructors in designing apparatus better suited to operational requirements. At the same time, the steady increase in the number of programmes broadcast necessitated a considerable extension of the studios and, consequently, tended to render prohibitive the capital cost of the installation as well as the running costs, both of which had remained within reasonable limits at the outset. It therefore became necessary to find solutions which would not only diminish the cost of installation but also, and more particularly, reduce the running costs. The present article sets out to define the requirements of broadcasting studios, to recall briefly the technical solutions hitherto adopted to comply with them, and to describe the lay-out and the types of equipment proposed by the Société Française Radioélectrique to satisfy at the same time the essential conditions of quality and efficiency.

OUVRAGES REÇUS A LA BIBLIOTHÈQUE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Les liaisons radio-téléphoniques. Les problèmes de liaison au réseau et d'interconnexions.

par R. de VERDIÈRE. Introduction par R. DREYFUS. 1 Volume de 46 pages avec 14 figures. *Édition du Service des Télécommunications*, 90, Boulevard Latour-Maubourg, Paris-7^e. (Service de Presse).

Extrait de la table des matières : Considérations générales. Dispositifs de liaison au réseau. Liaison exploitée en quatre fils à l'une des extrémités. Réseau à fonctionnement automatique. Réducteur de bruit. Etablissement des communications de transit empruntant deux circuits radiotéléphoniques sur ondes décimétriques.

Physique et Technique du bruit.

par A. MOLES, Ingénieur I.E.G., chargé de recherches du C.N.R.S. 1 Volume de 156 pages, 14 cm × 22 cm et 125 figures. Prix (broché) 960 francs. Editeur : DUNOD, 92, Rue Bonaparte, Paris-6^e. (Service de Presse).

Extrait de la table des matières : Physique du bruit. Méthodes d'étude du bruit. Mesures subjectives, objectives, dépouillement des mesures. Méthode d'analyse harmonique. Le bruit, phénomène physiologique. Insonorisation des sources de bruit, lutte contre la transmission du son. Insonorisation des immeubles.

Traité d'Electricité théorique. Tome I : Electrostatique.

par Marc JOUGUET. 1 Volume de 360 pages, 16 cm × 24 cm. Prix : 4.000 F. Editeur : GAUTHIER-VILLARS, 55, Quai des Grands-Augustins, Paris-6^e. (Service de Presse).

Ce premier volume comprend six chapitres. Les trois premiers (champ, conducteurs homogènes, diélectriques) ont une structure assez classique, mais de nombreux points, généralement laissés dans l'ombre, y sont précisés. Les questions concernant les conducteurs non homogènes et les piles sont traitées dans le quatrième chapitre avec la théorie macroscopique des effets Volta et Seebeck.

Le cinquième chapitre est réservé aux questions difficiles d'énergie interne et de potentiels. Enfin le sixième chapitre traite des forces électromécaniques.

La théorie des particules de Spin 1/2 (Electrons de Dirac)

par Louis de BROGLIE. 1 Volume de 164 pages, 16 cm × 24 cm. Prix : 1 800 F. Editeur : GAUTHIER-VILLARS, 55, Quai des Grands-Augustins, Paris-6^e. (Service de Presse).

L'auteur expose la théorie des électrons de Dirac en comparant ses propres points de vue à ceux d'autres auteurs indiqués dans de récents mémoires.

Il rappelle les principes de la mécanique ondulatoire. Il introduit la notion de spin d'une particule et expose la théorie de l'électron de Dirac comme corpuscule de spin 1/2.

L'auteur a, de plus, analysé une dynamique relativiste des fluides à spin et des particules à spin due à M. Weyssenhoff.

Noyaux et coquilles magnétiques dans le domaine des télécommunications.

par M.P. PRACHE, Directeur des recherches à la Société « Lignes télégraphiques et téléphoniques ». 1 Volume de 84 pages, 21 cm × 29 cm, 61 figures. Prix broché : 800 F. Editeur : DUNOD, 92, Rue Bonaparte, Paris-6^e. (Service de Presse).

Cet ouvrage a pour objet de rassembler les éléments nécessaires pour prédéterminer les caractéristiques des noyaux ferromagnétiques des bobines d'inductance et transformateurs utilisés en téléphonie et en radio ainsi que les coquilles magnétiques utilisées pour la charge continue des circuits de télécommunications. On y trouve le calcul de la perméabilité apparente de l'inductance et de la résistance de pertes des noyaux avec ou sans entrefer, en matériaux massifs ou divisés en bandes, en fils ou en poudre comprimée.

L'étude de la déformation du courant sinusoïdal provoquée par l'hystérésis y est complètement traitée. Enfin l'ouvrage comporte une étude d'un procédé nouveau de charge continue applicable aux circuits coaxiaux. De nombreux graphiques et tableaux rendent compte des résultats expérimentaux.

Symposium I.A.T.A. tenu à Copenhague (mai 1952).

Résumé des informations échangées sur les équipements radioélectriques de bord. 16 pages dactylographiées.

Les principales questions étudiées ont été les suivantes :

- 1^o Bandes de fréquences VHF ou UHF et besoins opérationnels ;
- 2^o Efficacité des communications radiotéléphoniques actuelles ;
- 3^o Besoins réels, en nombre de voies, concernant les futurs équipements ;
- 4^o Améliorations dans les communications HF à double bande latérale DSB ;
- 5^o Avantages opérationnels de la bande latérale unique SSB ;
- 6^o Problèmes résultant de l'application de la bande latérale unique ;
- 7^o Avantages des systèmes de couverture VHF/UHF par des dispositifs multi-fréquences ;
- 8^o Sur la présentation des renseignements de navigation ;
- 9^o Problèmes d'installation d'antennes sur avions ;
- 10^o Problèmes relatifs à la conception et à l'installation sur avion des équipements ;

Un compte rendu complet sera publié par l'I.A.T.A., sous forme de livre, dans le courant de l'année.

ONDES HERTZIENNES ET PHOTONS ⁽¹⁾

PAR

LOUIS DE BROGLIE

Le développement des nouvelles théories de la Physique a obligé les physiciens à adopter des conceptions profondément différentes de celles de la Physique ancienne. L'originalité et la difficulté de ces conceptions ont pour conséquence que, ni les philosophes, ni les physiciens eux-mêmes n'arrivent encore à en saisir toute la portée et la signification réelle. La nécessité de faire rentrer des faits physiques bien constatés, mais paraissant contradictoires, dans le cadre d'une même théorie cohérente oblige aujourd'hui l'esprit humain à l'un des efforts les plus pénibles qu'il ait eu à accomplir depuis qu'il cherche à comprendre les lois des phénomènes naturels et à deviner sous la complexité des apparences les corrélations profondes qui les unissent. Aussi n'est-il pas inutile en présence de problèmes si difficiles de les envisager toujours sous des aspects nouveaux en variant les points de vue et les perspectives.

C'est ce que nous voudrions faire dans cet article en insistant principalement sur une relation d'incertitude dont on a beaucoup moins parlé que de celles d'Heisenberg, peut-être parce qu'elle est beaucoup plus difficile encore à comprendre, mais dont l'importance physique et la portée conceptuelle sont certainement considérables. Je fais allusion à la relation d'incertitude qui lie le « nombre » de particules du type Bose-Einstein attachées à une même onde à la « phase » de cette onde.

Pour entreprendre cet exposé, je dois d'abord rappeler que les particules de l'échelle atomique se divisent en deux catégories. Les unes obéissent au principe d'exclusion de Pauli et, quand elles sont en assemblée nombreuse, elles sont régies par la statistique de Fermi-Dirac ; les autres n'obéissent pas au principe d'exclusion et, quand elles sont en assemblée nombreuse, elles sont régies par la statistique de Bose-Einstein. Les électrons, les protons, les neutrons, certains noyaux d'atomes appartiennent au premier type : M. Dirac a proposé de les nommer « Fermions ». Les particules α , les photons, certains noyaux d'atomes appartiennent à la seconde catégorie : M. Dirac leur réserve le nom de « Bosons ». Il y a des raisons de penser que les corpuscules élémentaires indécomposables (comme le sont sans doute les électrons) ainsi que toutes les particules complexes formées d'un nombre impair de constituants élémentaires sont du type Fermions, tandis que les particules formées d'un nombre pair de constituants

élémentaires sont des Bosons. Nous n'insisterons pas ici sur ce point bien qu'il ait probablement une grande importance.

Nous allons d'abord considérer les Fermions dont l'exemple le plus familier aux physiciens est l'électron. Les Fermions obéissent au principe d'exclusion de Pauli, ce qui veut dire que dans l'association onde-corpuscule pour les Fermions il n'y a jamais plus d'un corpuscule par onde, chaque onde étant définie par sa fréquence, sa direction de propagation et les propriétés de spin qui lui sont associées. Le Fermion est un sauvage : il reste isolé sur son onde et se refuse à tout travail collectif. De là, résulte qu'en assemblée nombreuse, les Fermions, parce qu'ils restent isolés, suivent la statistique de Fermi-Dirac, ce qui, appliqué aux électrons, permet notamment aujourd'hui d'expliquer correctement les propriétés de conductibilité électrique des métaux. De là résulte aussi, ce qui est plus important encore, que chaque électron périphérique joue un rôle particulier : d'où découle, quand on passe d'un élément à l'élément suivant dans la classification de Mendéléef, une variation des propriétés chimiques, spectroscopiques et parfois magnétiques due au rôle personnel joué par le nouvel électron qui s'est ajouté à la structure périphérique de l'atome.

Voici maintenant un point essentiel. Les ondes associées aux différents Fermions sont totalement indépendantes, puisque chaque Fermion fait bande à part : on ne peut donc les comparer entre elles, ce qui fait que leurs phases relatives sont complètement indéterminées. Qu'on m'entende bien : les diverses parties de l'onde d'un même Fermion ont des différences de phase parfaitement définies ; c'est ce qui permet à l'onde d'un électron par exemple, lorsque des incidents de route l'obligent à se superposer à elle-même, de donner lieu à des phénomènes de diffraction comme ceux observés lors de la diffraction des électrons par les cristaux (phénomène de Davisson et Germer) ou par le bord d'un écran (phénomène de Bôrsch). Mais on ne peut pas, en raison de l'isolement des Fermions, préciser quelle est la différence de phase entre l'onde d'un Fermion et celle d'un autre Fermion. En termes mathématiques, ceci s'exprime en Mécanique ondulatoire de l'électron en disant que la phase de la fonction ψ contient toujours une constante additive indéterminée.

Il en résulte notamment que l'onde des Fermions n'a pas du tout le caractère des ondes de la Physique classique. Sans doute le carré du module de son amplitude, son intensité, donne-t-elle en chaque point la probabilité que le Fermion associé révèle sa présen-

(1) Article paru dans la « *Revue Internationale de Philosophie* » d'avril 1949, sous le titre : « Sur la relation d'incertitude de la seconde quantification ».

ce en ce point, ce qui correspond à la répartition de l'énergie imaginée par la théorie classique des ondes ; sans doute la décomposition spectrale de l'onde ψ associée au Fermion fournit-elle les probabilités respectives des diverses valeurs possibles de l'énergie et de la quantité de mouvement associée au Fermion, ce qui correspond aux décompositions envisagées en théorie classique de la Lumière. Mais ces correspondances entre les propriétés de l'onde ψ des Fermions et celles des ondes de la Physique classique s'opèrent en introduisant au sujet de la position et du mouvement des Fermions des conceptions aléatoires tout à fait étrangères aux conceptions classiques. De plus ces analogies, qui sont loin d'être des équivalences, s'arrêtent là. Il est impossible d'assimiler les ondes ψ des Fermions à de véritables « vibrations » se propageant dans l'espace au cours du temps, comme le sont les ondes élastiques ou électromagnétiques de la Physique macroscopique, vibrations qui seraient susceptibles de faire entrer en mouvement vibratoire des corps récepteurs qui leur seraient sensibles. Il est également impossible d'ajouter les amplitudes de deux ondes fermioniques comme en Physique classique on peut additionner (vectoriellement) les amplitudes des ondes élastiques ou électromagnétiques macroscopiques. Cela est impossible parce que chaque Fermion et son onde sont essentiellement isolés : l'onde ψ n'est alors qu'un élément de prévision (au sens de M. Destouches), c'est-à-dire la représentation mathématique de la probabilité des événements observables et des résultats de mesure, son amplitude déterminée par normalisation à l'aide du principe des probabilités totales n'ayant aucune signification mécanique ou physique directe.

Ainsi l'onde ψ du Fermion nous apparaît comme une onde fictive à caractère symbolique et mathématique permettant seulement de prévoir les résultats possibles de la succession discontinue du résultat des mesures faites sur le corpuscule associé. Et cependant il existe des ondes, par exemple électromagnétiques, qui ont le caractère de véritables vibrations, dont on peut ajouter les amplitudes et qui sont susceptibles de communiquer une vibration mécanique à un corps récepteur. Si l'on considère, comme cela paraît naturel, l'onde électromagnétique comme étant l'onde ψ des photons, il y a donc une différence notable entre l'onde ψ des photons et celles des électrons. Pour comprendre cette différence, il faut partir du fait que les photons sont des Bosons et non des Fermions. Nous devons donc maintenant étudier le cas des Bosons.

Contrairement aux Fermions, les Bosons ne sont pas soumis au principe d'exclusion de Pauli ; ils peuvent donc se grouper en nombre plus ou moins grand sur une même onde. Cette faculté de groupement se traduit par le fait que, quand les Bosons sont en assemblée nombreuse, ils obéissent à une statistique distincte de celle de Fermi-Dirac, la statistique de Bose-Einstein, qui exprime l'existence possible de grappes de particules associées à une même onde. La validité de la statistique de Bose-Einstein pour les photons, qui sont les particules du type Bosons, entraîne la forme bien connue de la loi de répartition

spectrale de Planck pour le rayonnement noir parce que ce rayonnement peut être assimilé à un « gaz de photons ».

L'étude du groupement des Bosons sur une même onde a conduit au développement de la théorie de la seconde quantification dont M. Dirac a clairement développé les principes, il y a vingt ans. Appliqué au cas particulièrement important des photons, la seconde quantification conduit à la « théorie quantique des champs électromagnétiques » due à MM. Jordan, Heisenberg et Pauli ; c'est ce que l'on voit notamment très bien quand on donne à cette dernière théorie la forme développée par l'auteur du présent article sous le nom de « Mécanique ondulatoire du photon » ⁽¹⁾. L'examen de ces problèmes de groupement amène à des idées nouvelles d'un haut intérêt et l'on retrouve, mais sous une forme très différente, les concepts d'incertitude et de complémentarité qui sont classiques depuis les travaux de Bohr et de Heisenberg pour le cas d'un corpuscule unique et de son onde associée.

Pour plus de clarté, nous allons raisonner sur les photons de la lumière, bien que nos considérations soient en principe applicables aux autres sortes de Bosons. Nous pouvons envisager le cas d'un seul photon et de son onde associée ; c'est le cas qui se présente naturellement quand on envisage l'émission d'un photon par un atome dans une transition quantique de Bohr. Alors, comme dans le cas du Fermion, l'onde associée n'a que le sens mathématique d'un moyen de prévision définissant par son intensité locale la probabilité des localisations possibles du photon et par sa composition spectrale la probabilité de ses états de mouvement possible. L'onde attachée à un seul photon n'a toujours pas le caractère d'un véritable phénomène vibratoire observable. Mais il est certain qu'il n'en est plus de même si nous envisageons l'émission d'une onde hertzienne par une antenne de T.S.F. Dans une telle onde, il y a sans aucun doute des champs électriques et magnétiques vibrants, de phases parfaitement définies, susceptibles de communiquer un état vibratoire synchrone à un récepteur approprié. On peut même préciser cette affirmation en considérant un dispositif d'émission hertzienne, un peu abandonné aujourd'hui, mais qui a été utilisé, l'émission par alternateur à haute fréquence ; avec ce dispositif, on produit directement dans un alternateur un courant « sinusoïdal » de fréquence élevée et, en envoyant ce courant dans une antenne, on provoque l'émission d'une onde hertzienne de même fréquence dont la phase est directement reliée au mouvement de l'alternateur et à la disposition de ses circuits. Ici pas d'échappatoire : on voit bien que le champ électromagnétique est une véritable vibration produite avec des relations de phase déterminées par la rotation mécanique de l'alternateur. Mais, comme nous savons depuis Maxwell qu'une onde électromagnétique ne diffère aucunement en nature d'une onde lumineuse, nous devons supposer qu'elle transporte des photons et nous

⁽¹⁾ Consulter à ce sujet le récent livre de l'auteur : *Mécanique ondulatoire du photon et théorie quantique des champs électromagnétiques*, Gauthier-Villars, Paris, 1949.

sommes amenés à nous demander pourquoi ce cas diffère de celui de l'émission d'un photon isolé.

Dans le cas que nous venons d'envisager, l'onde hertzienne doit être considérée comme l'onde ψ des photons qui lui sont associés et cependant elle a ici les caractères physiques d'une vibration au sens classique, c'est-à-dire qu'elle possède une phase bien définie, qu'on peut ajouter (vectoriellement) les amplitudes de deux ondes hertziennes qui se superposent, que l'on peut communiquer cette vibration à un récepteur approprié, etc. Pourquoi cette onde a-t-elle ainsi un caractère tout à fait différent de celui de l'onde des Fermions ou des photons isolés ? La réponse à cette question est la suivante : les photons étant des Bosons peuvent se grouper sur une même onde et l'onde hertzienne usuelle est précisément une onde à laquelle sont associés un très grand nombre de photons. Il est facile de se rendre compte qu'en raison de la petitesse du quantum $h\nu$, chaque train d'ondes hertzien transporte un très grand nombre de photons et ce groupement de photons sur une seule onde lui donne un caractère tout à fait différent de celui d'une onde ψ associée à un corpuscule isolé. L'émission d'une onde hertzienne est due au mouvement d'ensemble de l'électricité dans l'antenne émettrice (et éventuellement dans l'alternateur à haute fréquence) : envisagé du point de vue quantique, ce mouvement d'ensemble se ramène à une infinité de petites transitions quantiques coordonnées et *cohérentes*. Ce processus est donc tout à fait différent du processus d'émission d'un photon isolé dans une transition quantique individuelle : il n'est rendu possible que parce que les photons, étant des Bosons, peuvent se grouper en grand nombre sur une même onde et un tel processus ne pourrait exister pour l'émission de Fermions.

Une onde électromagnétique décelable macroscopiquement, comme l'est une onde hertzienne, est donc caractérisée par deux facteurs : le nombre, toujours grand, des photons qu'elle porte et la phase, toujours bien définie, de la vibration qu'elle représente. Or, et voici le point essentiel, entre ces deux grandeurs « nombre de photons » et « phase de l'onde », la théorie de la seconde quantification et la théorie quantique des champs qui en dérive ont établi l'existence d'une relation de complémentarité comportant des incertitudes tout à fait analogues à celles aujourd'hui bien connues qui existent entre la position d'un corpuscule quelconque et son état de mouvement.

Rappelons d'abord en quoi consistent les relations d'incertitude d'Heisenberg et la complémentarité qu'elles expriment. On peut mesurer par une expérience faite à un instant donné la position du corpuscule à cet instant : on peut aussi par d'autres sortes d'expériences mesurer son énergie et sa quantité de mouvement. Mais on ne peut pas simultanément mesurer une coordonnée q_i du corpuscule et la composante correspondante p_i de sa quantité de mouvement. Toute mesure conduisant à une évaluation simultanée de l'une et de l'autre de ces grandeurs « conjuguées » laisse subsister sur leur valeur exacte des incertitudes δq_i et δp_i telles que l'inégalité.

$$\delta q_i \cdot \delta p_i \geq h \quad (i = 1, 2, 3)$$

(où h est la constante de Planck) soit satisfaite. Ce sont les inégalités d'incertitude de Heisenberg auxquelles il faut joindre la 4^e inégalité

$$\delta E \cdot \delta t \geq h \quad (E \text{ énergie})$$

dont la signification est d'ailleurs un peu différente. La valeur des coordonnées q_i et du temps t précise la « localisation spatio-temporelle » du corpuscule correspondant à son aspect granulaire ; la valeur des p_i et de E précise « l'état dynamique » du corpuscule correspondant, d'après les principes de la Mécanique ondulatoire, à son aspect ondulatoire. Les relations d'incertitude de Heisenberg expriment donc, ainsi que M. Bohr l'a fortement souligné, le caractère « complémentaire » de l'aspect granulaire et de l'aspect ondulatoire des entités physiques élémentaires que nous nommons corpuscules. Plus nous arrivons à préciser l'un de ces aspects, plus l'autre devient flou. Ainsi l'existence de ces deux aspects qui nous paraissent inconciliables n'entraînent cependant jamais de contradiction. Cette idée de complémentarité est assurément l'une des plus originales et des plus profondes qu'ait introduites la Physique contemporaine.

Revenons maintenant aux ondes électromagnétiques porteuses de nombreux photons. La théorie de la seconde quantification nous a appris qu'il existe entre le nombre des photons et la valeur de la phase de l'onde un rapport de complémentarité. On peut, en comptant par exemple les effets photo-électriques produits par les photons incidents, déterminer le nombre de photons portés par une onde électromagnétique, mais une telle détermination ne donne aucun renseignement sur la valeur de la phase de l'onde. On peut aussi, en observant les vibrations électriques ou mécaniques produites sur un récepteur par l'action de l'onde électromagnétique, déterminer exactement sa phase, mais une telle détermination ne nous apprend rien sur le nombre des photons associés à l'onde. Plus généralement, toute observation permettant une évaluation simultanée du nombre des photons et de la phase de l'onde associée laisse subsister sur ces grandeurs des incertitudes δN et $\delta \Phi$ telles que la relation d'incertitude

$$\delta N \cdot \delta \Phi \geq 1$$

soit vérifiée. Le « nombre de photons » et la « valeur de la phase » nous apparaissent donc comme des aspects observables, mais complémentaires au sens de Bohr, d'une onde électromagnétique macroscopique. Plus l'on précise l'un de ces aspects, plus l'autre devient flou.

On peut dire qu'ici encore il y a rapport de complémentarité entre l'aspect granulaire et l'aspect ondulatoire des photons. En effet, la possibilité de « dénombrer » des photons est liée essentiellement à leur caractère granulaire d'unités discontinues, tandis que l'existence d'une phase bien définie ne se concevrait pas sans la possibilité d'associer une onde au déplacement des photons. Cependant la complémentarité grain-onde apparaît ici sous un jour tout à fait différent. Dans les relations de Heisenberg, l'aspect grain est défini par la localisation du corpuscule et ne saurait l'être par le dénombrement des corpuscules puisqu'on n'envisage qu'un seul corpuscule ;

quant à l'aspect onde, il est défini par la quantité de mouvement et l'énergie, c'est-à-dire par la longueur d'onde et la fréquence, mais aucunement par la valeur absolue de la phase puisque celle-ci, dans le cas des ondes ψ individuelles comporte toujours, nous l'avons vu, une constante additive arbitraire ⁽¹⁾.

La coopération d'un grand nombre de photons (ou plus généralement de Bosons) à une même onde a pour résultat de donner à cette onde le caractère d'une onde du type classique, véritable vibration physique en propagation avec phase bien déterminée amplitude additionable et possibilité de transmission de mouvements électriques ou mécaniques en phase à des récepteurs appropriés. Mais la mise en évidence des propriétés « classiques » de l'onde n'est possible que si l'on renonce à la décomposer en corpuscules et à dénombrer ceux-ci. Tout dénombrement de ce genre a pour conséquence inéluctable de faire disparaître les propriétés classiques de l'onde.

Ainsi l'onde électromagnétique macroscopique nous apparaît comme résultant de la coopération d'un nombre très grand et indéterminé de photons. Plus généralement, les champs ondulatoires macroscopiques à phase bien déterminée nous apparaissent comme associés à des particules du type Bosons qui seules, par leur faculté d'agrégation à une même onde, rendent possibles l'apparition de ces champs ondulatoires macroscopiques.

Grâce à la théorie de la seconde quantification appliquée à la représentation quantique des champs électromagnétiques, on est donc parvenu à rendre compte à la fois de deux faits physiquement certains et au premier abord contradictoires : l'émission du rayonnement par photons lors des transitions quantiques de Bohr et l'existence macroscopique d'ondes électromagnétiques à phases bien définies et à propriétés classiques du type de Maxwell. Mais, de même qu'il n'a été possible de rendre compte du double aspect granulaire et ondulatoire des particules de l'échelle atomique qu'en introduisant les incertitudes de Heisenberg et la « complémentarité » dont elles sont l'expression, de même on n'a pu

concilier les deux aspects, quantique et ondulatoire classique, du rayonnement électromagnétique qu'en introduisant la relation d'incertitude

$$\delta N \cdot \delta \Phi \geq 1,$$

c'est-à-dire une nouvelle sorte de complémentarité entre le nombre des photons associés à une onde et la phase de cette onde.

On a en général moins insisté, dans les exposés à caractère philosophique de la nouvelle Physique, sur cette sorte d'incertitude et de complémentarité que sur celles relatives à la dualité onde-corpuscule auxquelles restent attachés les noms de Heisenberg et de Bohr. Cependant elle a une très grande importance car, sans elle, il est impossible de comprendre comment s'opère le passage des processus quantiques de l'échelle microscopique à certains phénomènes essentiels de l'échelle macroscopique. Elles montrent aussi l'importance de la distinction entre les Fermions toujours isolés et associés à des ondes individuelles sans caractère physique et les Bosons susceptibles de se grouper sur une même onde qui prend alors les propriétés des ondes classiques.

On ne saurait exagérer l'importance de la théorie quantique des champs électromagnétiques dans le développement actuel de la Physique théorique. Elle est aujourd'hui à la base de tous les raisonnements grâce auxquels les physiciens cherchent, avec des succès variables, à rendre compte des détails les plus fins de phénomènes atomiques ou nucléaires (tels par exemple que le déplacement spectral de Lamb-Retherford qui fait couler tant d'encre en ce moment). Mais absorbés par l'exécution de leurs calculs, les théoriciens semblent souvent peu préoccupés de méditer sur les bases mêmes de la théorie, bases qui ont cependant une importance essentielle et ne sont pas sans soulever par-ci par-là, quelques difficultés. Quand, avec le recul du temps, on pourra mieux juger de l'ensemble des conceptions nouvelles introduites par la Physique contemporaine, on s'apercevra sans aucun doute que la complémentarité entre le nombre de Bosons associés à une même onde et la phase de cette onde a une portée et une signification tout à fait fondamentales.

⁽¹⁾ Ceci résulte d'ailleurs du fait que pour $N = 1$ et $\delta N = 0$, la relation $\delta N \cdot \delta \Phi \geq 1$ donne $\delta \Phi = \infty$.

LE CENTRE BASSE FRÉQUENCE

“ PIERRE BOURDAN ” A PARIS

PAR

L. CONTURIE

Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion Française

I. INTRODUCTION

Un Centre Basse-Fréquence de Radiodiffusion est un établissement destiné à la réalisation, à la prise de son et à l'enregistrement des productions radio-phoniques. Il comporte en conséquence :

A) Des studios ayant des formes, des volumes et des caractéristiques appropriées à l'importance des formations et aux différents genres de productions ;

B) Des cabines de prise de son, associées à ces studios, destinées à l'amplification des courants micro-phoniques, au réglage de leurs niveaux, à leur mélange, à l'enregistrement et à la lecture, à l'écoute de contrôle enfin. Elles doivent donc être conçues de façon que l'implantation du matériel y soit convenable, l'exploitation commode et l'écoute correcte ;

C) Une salle technique, plaque tournante des départs et des arrivées des modulations sur des câbles, une discothèque, des ateliers et magasins, des bureaux de gestion.

A ces données de base s'ajoutent trois sortes de servitudes essentielles :

a) Les dégagements doivent permettre, sans gêne et sans danger, la circulation et le stationnement de troupes d'artistes nombreuses et rarement disciplinées ;

b) Les studios doivent être parfaitement isolés, au point de vue phonique, les uns par rapport aux autres et par rapport aux dégagements ;

c) Ces studios devant en conséquence être hermétiquement clos, il est nécessaire de les ventiler, voire de les climatiser, ce qui implique des passages et des développements de gaines considérables.

Il est clair qu'un bâtiment qui doit comporter des éléments de volumes très divers, spécialement isolés, distribués sur de larges dégagements et des locaux annexes dont le nombre et la répartition sont précisément déterminés, est un bâtiment original. Pour avoir un Centre Basse-Fréquence satisfaisant, il est par conséquent irrationnel et dangereux de chercher à aménager un bâtiment existant quelconque ; il

faut construire un bâtiment neuf conçu suivant un programme des besoins précis et réalisé avec des précautions particulières, en un mot, suivant un néologisme à la mode, un bâtiment « fonctionnel ». Ces simples idées paraissent évidentes, il a fallu quinze ans pour les dégager et il n'est pas certain aujourd'hui que tout le monde en soit bien pénétré. Il n'y a pas si longtemps encore, on choisissait dans un immeuble quelconque une belle pièce, isolée dans la mesure où les occupants des locaux voisins voulaient bien ne pas faire trop de bruit, on en couvrait les parois de matériaux absorbants, généralement poreux. Les fig. 1, 2 et 3 illustrent le chemin parcouru en quinze ans.

Bien entendu, il y a eu des étapes. Mais le Centre Pierre Bourdan est le premier établissement basse-fréquence de la Radiodiffusion française conçu et réalisé entièrement en fonction de son objet technique et suivant les données de base qui viennent d'être rappelées.

Ce n'est cependant pas exactement un bâtiment neuf. La Radiodiffusion a en effet été conduite à s'intéresser à un immeuble dont le gros œuvre était déjà construit. Cela d'une part limitait les possibilités et d'autre part créait des difficultés particulières. Mais dans l'ensemble le squelette existant laissait beaucoup de liberté et se prêtait bien et à la distribution et à la mise en place de nombreux studios et des éléments annexes.

Le Centre a été mis en service le 15 mars 1951.

II. DISPOSITIONS GÉNÉRALES

Le bâtiment comportant un sous-sol largement éclairé par une cour anglaise, un rez-de-chaussée et deux étages avec emprise au sol à peine supérieure à 600 m², il était nécessaire pour en tirer parti au maximum, de disposer des studios à chaque étage, c'est-à-dire de les superposer. Cette obligation compliquait les problèmes d'isolement, ceci d'autant plus que le gros œuvre existant ne pouvait subir de modifications profondes, mais elle était impérieuse. Les larges dimensions intérieures et en particulier la grande hauteur sous plafond au rez-de-chaussée permettaient de trouver de beaux volumes de l'ordre

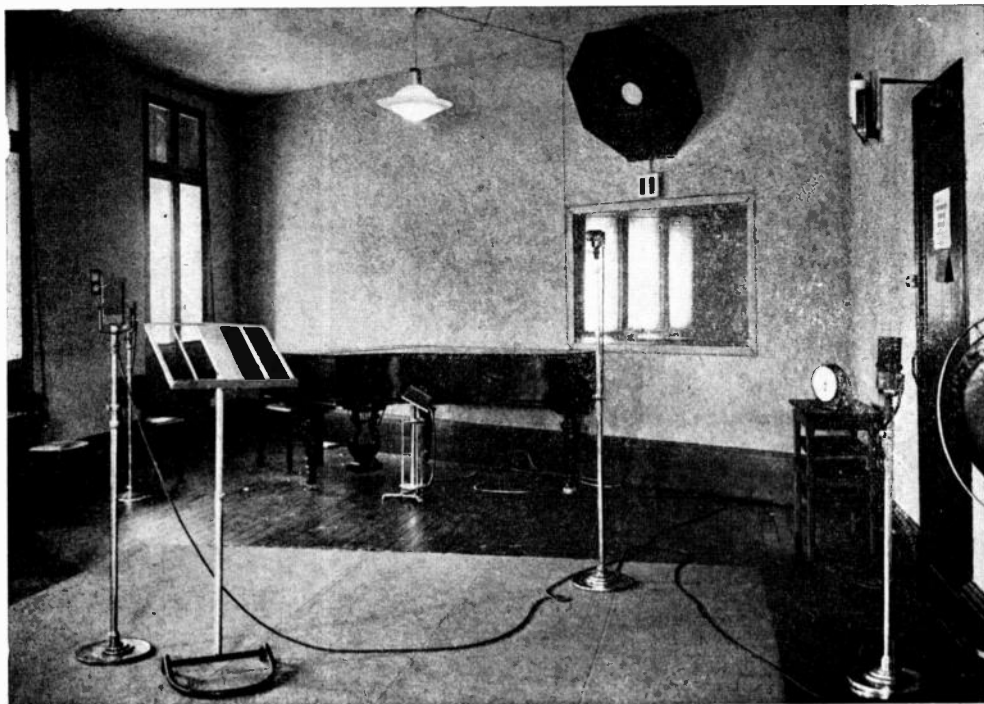
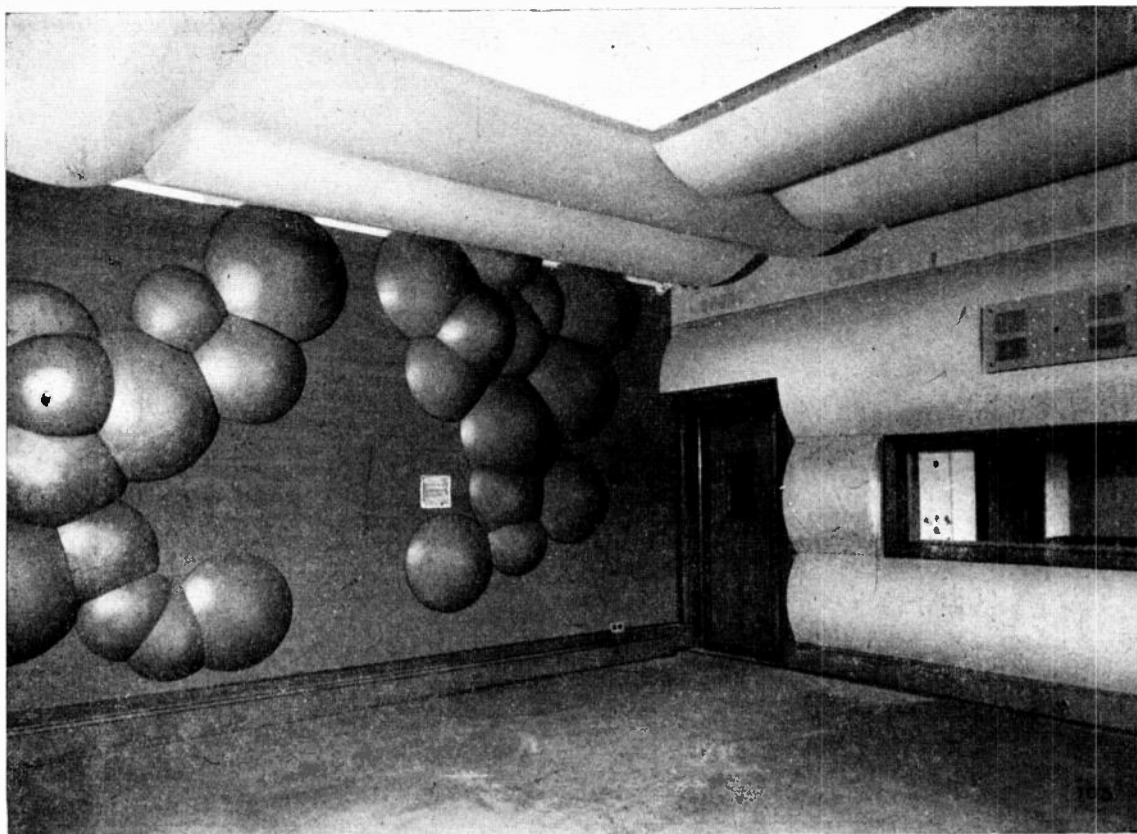


FIG. 1. — Ancien système. Studio de musique de chambre de Toulouse. Volume environ 200 mètres cubes. Entièrement revêtu d'amiante projetée. Studio très sourd ayant un temps de réverbération tout à fait insuffisant et d'ailleurs complètement déséquilibré. Pas de fréquences aiguës, pas de relief. Studio aussi désagréable pour l'exécutant que mauvais pour l'écoute.

FIG. 2. — Nouveau système. Studio 57 du Centre Pierre-Bourdan, de même destination et d'un volume voisin. Sol réfléchissant. Éléments d'irrégularités et de diffusion sphériques et cylindriques de dimensions et d'orientations diverses. Surfaces d'absorbants poreux réduites.



de 4 à 500 m³ de proportions satisfaisantes. Il n'était cependant pas possible d'y ajouter de grands volumes de l'ordre de 1 500 m³ comme il eût été souhaitable.

En tirant des lieux le meilleur parti, comme indiqué à la fig. 4, on a disposé :

Au rez-de-chaussée :

Le studio 51 ⁽¹⁾ (400 m³) pour la musique classique et sa cabine.

Le studio 52 (500 m³) pour les variétés et la musique de jazz, et sa cabine.

⁽¹⁾ Une numérotation unique englobe tous les centres basse-fréquence de Paris.

Le studio 53 (250 + 400 m³). Deux studios jumelés, séparés par une porte coulissante et contrôlés par une cabine de prise de son commune. Disposition relativement originale et propre à offrir des facilités particulières pour certaines productions dramatiques.

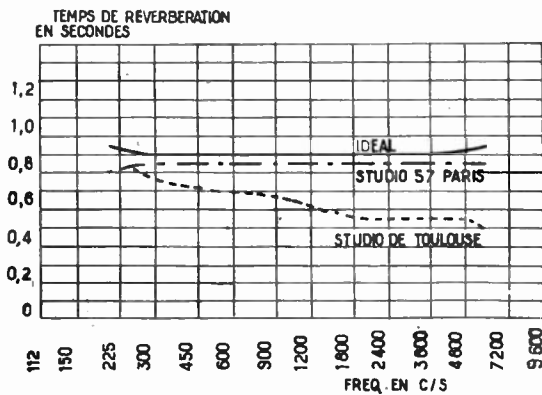


FIG. 3. — Temps de réverbération en fonction de la fréquence du Studio de Toulouse et du Studio 57 du centre Pierre Bourdan comparé avec la caractéristique théorique optimum.

Au premier étage :

Le studio 57 (200 m³) pour la musique de chambre, et sa cabine.

Le studio 54 (280 m³) flanqué, en plus de la cabine, de deux petites annexes, l'une (40 m³) très réverbérante, l'autre (25 m³) très sourde, pour les productions dramatiques.

Le studio 55 (200 m³) et sa cabine.

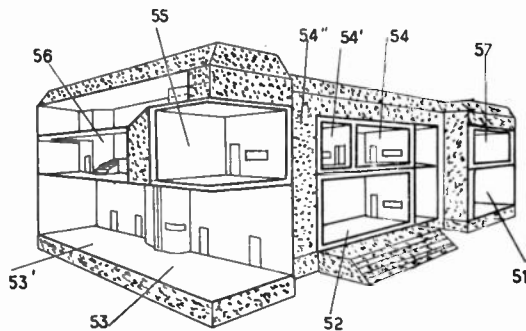


FIG. 4. — Disposition des studios du centre Pierre Bourdan. Le studio 58 n'est pas visible.

Au deuxième étage :

Le studio 58 (90 m³) et sa cabine.

Le studio 56 (900 m³) également pour les productions dramatiques, étant à deux niveaux, occupe dans une aile toute la hauteur du premier et du deuxième étage.

En outre, une grande salle d'échos (280 m³) a trouvé place sous le grand perron côté jardin.

On a donc au total 8 studios et une salle d'échos.

Au sous-sol :

La salle technique ;

Le tableau d'énergie et la salle d'accus ;

Un atelier ;

Un magasin ;

Le standard téléphonique ;

La chaufferie et la salle des machines de conditionnement ;

Une discothèque avec deux cellules d'écoute de disques ;

Deux cellules d'enregistrement sur magnétophone.

Enfin, une vingtaine de bureaux convenablement répartis permettent une gestion rationnelle.

* *

Arrêtons-nous instant un sur les dimensions des studios auxquelles ce parti, dans une certaine mesure imposé, conduisait.

On montre que pour que la répartition des fréquences propres d'un volume soit régulière, particulièrement aux fréquences basses ou, en d'autres termes, pour que la courbe de réponse de ce volume en fonction de la fréquence ne comporte ni pointes ni creux très accentués, il est convenable que les rapports de ses trois dimensions restent dans certaines limites. Si L est la plus grande des dimensions pL , qL les deux autres, il faut que :

$$0,65 < p < 0,85$$

$$0,45 < q < 0,60$$

pour les studios petits et moyens.

Les dimensions ne sont donc assurément pas critiques et de plus le traitement acoustique peut assez notablement régulariser la distribution des fréquences propres. Cependant, un résultat satisfaisant sera naturellement d'autant plus facile à obtenir que les indications précédentes seront mieux observées.

Or, pour les studios Pierre Bourdan, les valeurs de p et q sont les suivantes :

Studio N°	p	q
51	0,64	0,5
52	0,66	0,45
53	0,32	0,25
54	0,86	0,40
55	0,85	0,46
56	0,78	0,50
57	0,95	0,46

Ces rapports rentrent en général bien dans les normes, sauf pour les studios 57 et 53 ; c'est une des raisons pour lesquelles le studio 57 a reçu un traitement acoustique particulier très accentué et pour lesquelles le studio 53 a une physionomie acoustique assez singulière.

III. ISOLEMENT PHONIQUE

Ce parti conçu, il convenait avant tout de décider des mesures à prendre pour assurer l'isolement phonique :

- a) par rapport à l'extérieur ;
- b) entre les studios et les circulations ;
- c) entre les studios eux-mêmes.

a). Isolement par rapport à l'extérieur :

Tout d'abord, la situation de l'immeuble est favorable ; situé dans un quartier tranquille, il est en outre entouré d'un assez grand jardin. De la sorte, les niveaux de bruits moyens à l'extérieur ne dépassent qu'exceptionnellement 70 db.

Ensuite, les murs existants construits en pierre meulière comportent soit une simple paroi de 70 cm d'épaisseur, soit assez fréquemment une paroi d'environ 40 cm d'épaisseur, un vide variable et une seconde paroi intérieure en briques pleines de 20 cm d'épaisseur. Il n'a pas été possible de faire à leur sujet des mesures d'isolement - puisque dans de telles mesures, l'influence des ouvertures serait prépondérante - mais les études faites assez souvent en laboratoire sur diverses structures de parois permettent d'assurer que ces murs apportent un affaiblissement de transmission de l'ordre de 60 db pour le spectre total.

On a estimé possible de profiter de cet ensemble d'heureuses circonstances pour éclairer normalement la plupart des studios, ce qui crée certainement une ambiance psychologique favorable pour les artistes. A cette fin des fenêtres acoustiques d'un type nouveau, d'ailleurs très simple, ont été réalisées : elles sont constituées par un châssis fixe extérieur muni d'une simple glace demi-double et d'un châssis ouvrant intérieur, muni d'un double vitrage monté élastiquement, la fermeture du châssis étant soigneusement rendue étanche par des bandes de caoutchouc mou qui travaillent à l'écrasement. De telles fenêtres assurent un affaiblissement de transmissions de l'ordre de 45 db pour le spectre total.

Dans ces conditions, les bruits de fond ambiants dans les divers studios se situent aux environs de 30 db pour le spectre total, la plus grande partie de l'énergie transmise se situant dans la gamme des fréquences basses et très basses, comme il est naturel particulièrement en raison de l'existence des fenêtres. Il en résulte que les bruits de fond ambiants, mesurés en unités physiologiques, ne dépassent généralement pas 22 phones pour le spectre total. L'expérience montre que ces chiffres sont parfaitement acceptables. Notons en passant que les Anglais admettent des niveaux de bruit quelque peu plus élevés.

b) Isolement entre les studios et les circulations :

On a systématiquement disposé des sas desservant l'unité studio-cabine de prise de son.

Il est très difficile de construire une porte acoustique donnant un isolement phonique sensiblement supérieur à 35 db, ce qui est peu ; encore faut-il, pour gagner quelques décibels, construire des portes

très lourdes, s'appliquant étroitement sur un bâti garni de plusieurs bandes de caoutchouc mou, ce qui implique un seuil très gênant et un mode de fermeture fort inconfortable. Ce sont, de sérieuses inconvénients pour un résultat toujours médiocre.

Au contraire, avec un sas, c'est-à-dire avec deux portes séparées par un volume très assourdi, on obtient aisément un résultat très supérieur. D'abord au moins approximativement, les effets des deux portes s'ajoutent. En outre l'assourdissement du sas augmente l'affaiblissement de transmission d'environ 6 db. On peut ainsi concevoir des portes acoustiques plus maniables et ne comportant aucun seuil. En fait, celles qui ont été étudiées spécialement pour le Centre Pierre Bourdan ont un isolement propre sensiblement égal à celui des anciennes portes acoustiques utilisées par la Radiodiffusion française, et l'isolement total dû aux sas entre circulations et studios est de l'ordre de 60 db pour le spectre total, ce qui est parfaitement satisfaisant. Cette porte est essentiellement constituée par deux feuilles de plomb collées sur contreplaqué, montées élastiquement indépendamment l'une de l'autre dans un châssis. Le profil de celui-ci et celui du bâti, porteur de garnitures en caoutchouc, sont spécialement étudiés pour que l'étanchéité soit aussi bonne que possible. (Fermeture par blount).

Un sas est donc une chose très simple et très efficace. Elle était jusqu'ici relativement peu employée ; simplement parce que, dans un immeuble existant, avec une distribution existante imposée, il est souvent difficile, voire impossible de disposer des sas.

c) Isolement des studios entre eux :

Ceci posait des problèmes beaucoup plus difficiles.

Entre deux locaux adjacents ou non, la transmission des sons peut se faire de trois façons :

- 1) Par les parois communes aux deux locaux ;
- 2) Par les gaines d'air conditionné qui les mettent plus ou moins directement en communication ;
- 3) Par la structure générale de l'édifice.

1) Pour les parois verticales, les procédés classiques : parois aussi lourdes que possible, doubles parois, pouvaient être utilisées et l'ont été. Il existait des planchers en fer avec hourdis bas en corps creux ; d'une part la démolition de ces planchers et leur remplacement total eût constitué une dépense considérable, avec, chemin faisant, le risque de compromettre la stabilité du gros œuvre ; d'autre part, ces planchers établis pour des charges normales d'immeuble d'habitation ne pouvaient supporter sans danger de très grosses surcharges. Il était souhaitable d'éviter d'établir, sous ces planchers des plafonds indépendants, pour ne pas diminuer la hauteur libre des studios, suffisante sans doute mais juste suffisante. D'ailleurs, le mode de traitement acoustique envisagé pour les plafonds constituait, dans une certaine mesure, plafond suspendu.

Les planchers-plafonds relativement légers susceptibles de donner le meilleur isolement sont ceux du type planchers flottants : sur la poutraison et le plafond existant, on établit un nombre convenable d'appuis élastiques sur lesquels repose un plancher aussi lourd que possible *sans aucun contact avec les murs*. C'est ce plancher qui, n'ayant aucune liaison rigide ni avec le plafond ni avec les parois, est dit flottant.

On peut en concevoir des modes de réalisation très divers suivant la nature et la consistance des appuis élastiques, le matériau utilisé pour le bourrage des hourdis, la structure de la dalle-plancher, son mode d'exécution. Pour faire un choix, des considérations financières viennent bien entendu s'inscrire à côté des considérations techniques. La Radiodiffusion française a jugé bon de procéder à un concours technique qui lui a permis de mettre à l'essai 14 structures différentes. Les essais ont été faits sur le chantier même. On a procédé à toute une série de mesures en utilisant au-dessus de l'échantillon essayé, c'est-à-dire dans la pièce supérieure, soit un générateur de bruits aériens, soit un appareil à chocs engendrant directement des vibrations mécaniques dans la structure, et en mesurant en-dessous, c'est-à-dire dans la pièce inférieure, d'une part les niveaux de bruit aérien à l'aide d'un voltmètre à inscription logarithmique appelé bathygraphe (étymologiquement : enregistreur de niveau), d'autre part les vitesses vibratoires en un grand nombre de points à la surface inférieure du hourdis à l'aide d'un capteur de vibrations Philips. Au premier point de vue, des chiffres d'affaiblissement de transmission en décibels pour toute la gamme des fréquences pouvaient être relevés. Au second point de vue, il ne pouvait être fait qu'un classement relatif des diverses structures essayées.

Il ne faut pas se dissimuler le caractère relatif, voire incertain, de telles mesures. Mises à part l'instabilité des générateurs et l'imprécision des lectures, d'une part se forment dans la pièce de réception ou de mesure des ondes stationnaires, en sorte que le champ sonore est souvent loin d'être homogène, d'autre part, la transmission même, en prenant des précautions, ne se fait pas seulement par la structure essayée, mais par l'ensemble des parois dans une mesure qui peut être notable, comme nous allons le voir bientôt.

Quoi qu'il en soit, il faut bien que l'ingénieur réalisateur choisisse, dans l'état des connaissances du moment. On a donc retenu la structure d'un poids compatible avec la capacité des planchers qui se classait dans le lot de tête au point de vue des affaiblissements de transmission - les chiffres relevés étant de l'ordre de 55 db dans le milieu de la gamme et qui conduisait aux vitesses de vibration les plus faibles.

La structure en est la suivante (voir fig. 5) :

- appuis élastiques : bandes de soie de verre ;
- remplissage des hourdis ; granulés de mousse minérale et chape de soie de verre ;
- dalle armée de 5 cm d'épaisseur.

2) En ce qui concerne les transmissions par les gaines d'air, on n'a rencontré aucune difficulté sérieuse. Suivant des procédés aujourd'hui classiques, les bruits de la salle des machines sont réduits au minimum par l'emploi de ventilateurs à paliers lisses et à vitesse lente, le montage des machines vibrantes sur socles lourds et supports élastiques, l'assourdissement systématique de la salle, etc... Les gaines elles-mêmes sont intérieurement habillées d'un matériau absorbant, en l'espèce de l'isorel mou, en sorte que l'affaiblissement de transmission est

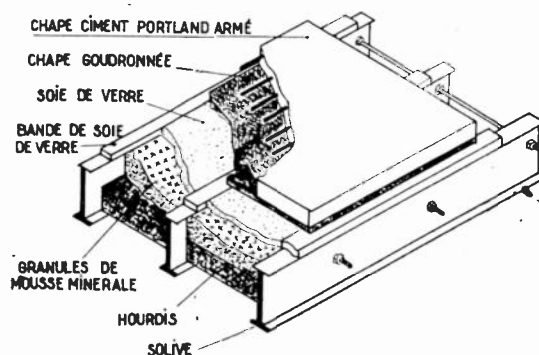


FIG. 5. — Aménagement des plafonds-flottants.

de l'ordre de 4 à 5 db par mètre dans presque toute la gamme, comme une série de mesures effectuées par le Centre d'Acoustique Technique sous la direction de M. Brillouin, à la demande de la Radiodiffusion française, l'a précisé. Ce chiffre doit, bien entendu, être tenu pour un ordre de grandeur, puisqu'il n'est a priori indépendant ni de la section de la gaine ni de la vitesse de soufflage. On aperçoit cependant qu'avec un développement de parcours de gaines d'une quinzaine de mètres entre deux locaux et l'interposition supplémentaire d'une ou deux boîtes à chicanes formant filtres acoustiques, on réduit à coup sûr la transmission du son entre deux locaux à un niveau inappréciable.

C'est ce qui a été réalisé au Centre Pierre Bourdan.

3) Si la transmission à travers les parois se fait essentiellement par mise en vibration plus ou moins en bloc de la paroi, ce pourquoi il est bien connu qu'il est extrêmement difficile d'obtenir un affaiblissement de transmission très élevé aux fréquences basses, on connaît beaucoup moins bien le mode et l'importance des transmissions qui se font par la structure générale.

On sait assurément qu'elles se produisent et que, si l'on veut absolument s'en affranchir, il faut que l'enveloppe de chaque studio soit indépendante du gros œuvre, ce qui implique :

- ou que cette enveloppe repose sur des fondations indépendantes ;
- ou que cette enveloppe repose sur le gros œuvre général par l'intermédiaire d'appuis élastiques, sans aucun contact rigide.

Dans le cas du Centre Pierre Bourdan, le squelette existant rendait matériellement et financièrement impraticable le premier parti. Le second ne pouvait s'envisager de façon systématique sans appréhension ; d'une part il est certain que les studios jumelés (n° 53) et le grand studio à deux niveaux (n° 56) étaient ainsi irréalisables ; d'autre part, la résistance des planchers existants étant limitée et aucune donnée précise n'existant sur ces phénomènes de transmission, on avait lieu d'hésiter :

i) entre une démolition générale des planchers, coûteuse et dangereuse, et leur remplacement par des structures susceptibles de supporter des enveloppes individuelles relativement lourdes, opération peut-être excessive et entraînant en outre une diminution très notable des volumes des studios ;

ii) ou des dispositions légères n'entraînant pas le remplacement des planchers, mais alors on risquait de constater que la transmission par les sols (dont l'affaiblissement était limité par des considérations de poids) était nettement prépondérante, en sorte que l'ouvrage supplémentaire fait se fût révélé vain.

Il fut donc décidé à l'origine de ne prendre aucune disposition particulière par rapport à la structure générale. J'indique tout de suite que l'on a pu comprendre depuis, à la lumière de cette expérience concrète et d'essais de laboratoire conduits en commun par des spécialistes anglais et allemands et très récemment publiés ⁽¹⁾, que l'on était en effet dans un cas limite.

La propagation des ondes dans les solides relève des théories générales de l'élasticité. Chacun sait que l'on ne peut écrire les équations qui rendent compte des phénomènes justiciables de cette discipline que dans des cas relativement simples ou simplifiés et en admettant que le milieu solide est homogène, ce qui n'est, bien entendu, jamais le cas des matériaux de construction. Dans le domaine de la résistance des matériaux, science vieille de près de deux siècles, aiguillonnée par d'importantes questions pratiques quotidiennes, épaulée par une longue expérience, science qui relève également de la théorie de l'élasticité, on a établi un ensemble de connaissances partie théoriques, partie pratiques, dont on exploite relativement aisément les indications en les majorant d'un coefficient de sécurité. Mais, en gros, la relation entre contraintes de fait admises et poids, c'est-à-dire prix, est linéaire.

En acoustique, science dans l'enfance et qui se développe lentement parce que les besoins sont fort réduits, les expériences qui viendraient éclairer certaines données théoriques à peine ébauchées et inexploitablement sont rares. Le rapprochement que je viens de faire montre cependant que ce n'est que par une large expérience que s'édifiera une science acoustique pratique. Ceci d'autant plus que l'usage arbitraire de coefficients de sécurité est ici beaucoup

plus hasardeux. En effet, les niveaux sonores se mesurent en unités logarithmiques, ce qui correspond à la loi physiologique, du reste assez générale, d'après laquelle les sensations sont proportionnelles aux logarithmes des excitations. Il en résulte qu'en gros, la relation entre les affaiblissements de fait admis et les dispositifs mis en œuvre, c'est-à-dire le prix, est exponentielle.

Dans le cas de la transmission par la structure générale (à laquelle on donne le nom de « transmission indirecte », réservant à la transmission par la paroi commune le nom de « transmission directe ») que se passe-t-il ? Le mur de la salle où se trouve la source sonore, frappé par l'onde sonore, est le siège, d'une part, d'ondes longitudinales qui se propagent avec une célérité beaucoup plus grande que la célérité dans l'air et qui ont une faible amplitude, puisque, comme on sait, et comme on vient de le rappeler, les deux milieux air et mur sont très mal adaptés, d'autre part, d'ondes de distorsion, nommément d'ondes de flexion qui apparaissent sous la forme d'une déformation périodique qui se propage beaucoup plus lentement. Le mur ne retransmet dans la pièce de réception que peu d'énergie véhiculée par les ondes longitudinales toujours en raison de la grande différence de vitesse ou de la mauvaise adaptation mur-air ; par contre, il peut en transmettre notablement par les ondes de flexion, puisqu'elles se traduisent par une déformation superficielle dont la vitesse de propagation peut du reste, dans certains cas, être voisine de la célérité dans l'air. Cette vitesse de propagation dépend de l'épaisseur des murs. Les murs rayonnent d'autant mieux l'énergie par cette voie, qu'ils sont plus épais et, dans cette transmission, les fréquences les plus basses sont, une fois de plus, favorisées.

On remarquera en passant que les murs épais, avantageux pour l'isolement par rapport à l'extérieur sont au contraire défavorables au point de vue transmission par la structure. C'est une contradiction fâcheuse.

Or, d'une part, on a constaté que l'isolement global entre studios superposés réalisés conformément à ce qui vient d'être dit, variait suivant les cas de 52 à 56 db pour le spectre total, ce qui a été jugé insuffisant.

D'autre part, les résultats des essais anglo-allemands, déjà cités, montrent que lorsque l'isolement global est, dans un bâtiment normal, de l'ordre de 50 db, les énergies transmises directement et indirectement sont du même ordre. Au-delà, la transmission indirecte est prépondérante.

Il se pouvait qu'on fût déjà, dans ce cas - et on pourrait aujourd'hui le pressentir ou l'espérer, puisque les essais sur échantillons comportant d'ailleurs une partie de transmission indirecte (mais quelque peu réduite en égard aux précautions prises), paraissent donner un affaiblissement de transmission un peu supérieur à l'isolement global finalement obtenu. Dans cette hypothèse favorable, il suffirait d'un dispositif relativement léger affaiblissant notablement l'énergie provenant de la transmission indirecte, pour obtenir une amélioration sensible, disons un

⁽¹⁾ « A Tentative Method for the Measurement of Indirect Sound Transmission in Buildings » par MEYER, PARKIN, OBERST et PURKIS. « *Acustica* », Vol. I, N° 1 et « *Cramer Akustische Zeitschrift* », mai 1942.

dispositif donnant un affaiblissement propre de 10 db. En fait, on ne pouvait qu'agir ainsi et on a pris les dispositions suivantes :

Construction au centre géométrique de l'ensemble d'une enveloppe relativement lourde - du reste nécessairement pour des raisons de stabilité en raison des dimensions du studio - pour le Studio 52 (voir fig. 4), enveloppe reposant partie sur les abouts des poutres planchers avec interposition de plomb et de liège, partie sur les murs par suspentes encastrées, les encastrements étant isolés au plomb et au liège. On avait ainsi une enveloppe intérieure sans aucune liaison rigide avec le gros œuvre.

Construction de boîtes ou plus exactement de cloches légères - puisqu'elles sont en fait suspendues aux plafonds - pour les trois petits studios du premier étage et le petit studio du deuxième étage. Ces boîtes sont constituées par des bâtis en bois, garnies de plaques de liège de 6 cm, plâtrées du côté intérieur. Elles sont suspendues au plafond par un nombre convenable de points d'accrochage spéciaux avec interposition de liège et caoutchouc. Elles n'ont en conséquence que des liaisons élastiques avec le gros œuvre. De plus, des bandes de feutre ont été suspendues entre enveloppes extérieures et enveloppes intérieures.

Un léger renforcement de l'isolement du sol a été effectué dans le grand studio 56.

Les résultats ont été entièrement satisfaisants. Des mesures systématiques, très soigneusement pratiquées avec des appareils étalonnés ont été faites entre tous les studios pris deux à deux. Plusieurs haut-parleurs étaient dans le studio source, aussi convenablement disposés que possible pour obtenir un champ sonore homogène. Le son utilisé était un son de bande, c'est-à-dire un son ayant un spectre s'étendant sur la quasi totalité de la gamme audible. Des enregistrements simultanés de niveau (par bathygraphe) étaient pris dans le studio source et dans le studio de mesure, pendant un temps assez prolongé ; ces mesures étaient répétées pour tout le spectre de fréquence divisé en huit bandes.

On a ainsi constaté que les affaiblissements globaux pour le spectre total obtenus étaient :

entre le studio 53 et le studio 56 (à peine retouché) 55 db ;

entre le studio 51 et le studio 57 : 56 db ;

partout ailleurs au minimum 63 db et généralement davantage.

La totalité des studios s'est ainsi révélée exploitable simultanément sans difficulté.

On a, en outre, ainsi constaté qu'un isolement de 64 db pour le spectre total constituait l'isolement pratique idéal, qu'il n'y a aucun intérêt à dépasser. Il est curieux de noter que ce chiffre précis - notablement supérieur à leurs normes précédentes - a été dégagé comme chiffre norme à la fois par les Améri-

cains et par les Nordiques simultanément et au même moment que par la Radiodiffusion française et, bien entendu, indépendamment.

IV. TRAITEMENT ACOUSTIQUE

Examinons à présent les problèmes de traitement acoustique interne des studios. La notion fondamentale, bien connue, est celle du temps de réverbération que je rappelle : on appelle temps de réverbération d'une salle le temps que met un son après arrêt de la source, à décroître au millionième de sa valeur, c'est-à-dire de 60 db, c'est-à-dire, de façon plus approximative mais plus sensible, le temps que met un son d'intensité initiale moyenne à décroître jusqu'à devenir inaudible.

Cette décroissance est due naturellement au fait que l'énergie sonore est peu à peu absorbée par les parois. Ainsi le temps de réverbération est lié au volume de la salle et aux caractéristiques d'absorption des parois, définis au moyen d'une grandeur assez conventionnelle appelée « coefficient d'absorption ». La relation classique, établie d'abord expérimentalement, justifiée ensuite théoriquement, plus ou moins améliorée ensuite, est celle de Sabine (1) :

$$T = \frac{0,16 V}{Sa} \text{ ou, plus généralement,}$$

$$T = \frac{0,16 V}{\sum S_i a_i}$$

où T = temps de réverbération (en secondes)

V = volume (en mètres cubes)

S = surface (en mètres carrés)

a = coefficient d'absorption

Ce temps de réverbération ne doit être ni trop petit, ni trop grand. En effet, d'une part, l'absence de réverbération ou une très grande absorption ont deux graves inconvénients :

— le niveau sonore dans la salle est très faible et d'autant plus faible que l'auditeur est plus éloigné de la source ; il devient vite insuffisant ;

— l'onde directe étant presque seule utilisée, en raison de leur absorption par l'air en cours de propagation, les composantes aiguës sont beaucoup plus affaiblies que les composantes graves, ce qui nuit gravement à la fois à l'intelligibilité et à la fidélité.

D'autre part, une trop grande réverbération conduit à un véritable effet de masque d'un son sur le son suivant, entraînant confusion et inintelligibilité.

Il y a donc un temps de réverbération optimum d'autant plus élevé, naturellement, en particulier pour des considérations de niveau, que le volume est plus grand. Ce temps optimum est plus petit pour la parole - pour laquelle le facteur intelligibilité est primordial - que pour la musique dont le rythme est

(1) « *Collected Papers on Acoustics* », Harvard University Press, 1922.

d'abord sensiblement plus lent (au moins pour la musique classique) et que favorisent ensuite à la fois une certaine ampleur et un certain liant entre les sons successifs. C'est l'expérience qui permet de déterminer ce temps optimum et, ici, on a heureusement une vaste expérience ; il existe de par le monde suffisamment de salles jugées bonnes - au moins en général - leur réalisation n'eût-elle été qu'empirique.

A 500 c/s, le temps de réverbération optimum varie :

— pour la parole : 0,6 seconde pour 150 m³ - à 0,9 seconde pour 1 500 m³ ;

— pour la musique légère : de 0,7 seconde pour 200 m³ - à 1,0 seconde pour 1 500 m³ ;

— pour la musique classique : de 0,8 seconde pour 200 m³ - à 1,2 seconde pour 2 000 m³.

De plus, ce temps optimum varie avec la fréquence et là tous les acousticiens ne sont pas entièrement d'accord. Dans la littérature, on présente généralement sans conclure, deux types de courbes $T_r(f)$: l'une avec un temps de réverbération sensiblement constant à partir de 500 c/s et au-dessus et assez rapidement croissant à partir de 500 c/s et au-dessous ; celle-ci a manifestement la préférence des Américains ; l'autre, avec un temps de réverbération sensiblement constant dans toute la gamme, paraît avoir la faveur des Européens. Dans les deux cas, on généralise pour tous les volumes et pour tous les genres de production.

J'indique tout de suite qu'à mon sens, la variation du temps de réverbération en fonction de la fréquence, doit dépendre et du volume et du genre de production.

Le point de vue américain paraît résulter :

— d'une part de circonstances pratiques : il y a, en Amérique, bien plus qu'en Europe, beaucoup de grandes et très grandes salles où l'on donne des concerts de musique symphonique et d'orgue ; dans ces conditions, un relèvement du temps de réverbération aux fréquences graves est admissible, sinon agréable ;

— d'autre part, d'une idée théorique, d'après laquelle les temps de réverbération devraient aux différentes fréquences être tels que les diverses composantes arrivent au niveau du seuil d'audibilité au même instant, ce qui, étant donné la moindre sensibilité de l'oreille aux fréquences graves, entraîne un relèvement de la valeur de T dans cette gamme. Mais cette idée paraît d'abord sans fondement sérieux, parce qu'en fait on n'écoute pas des sons isolés, en sorte que le seuil d'audibilité ne joue aucun rôle et est contraire à la constatation de plus en plus affirmée que c'est non pas la valeur absolue de T , mais le taux de décroissance qui importe - ensuite dangereuse, en raison de l'effet de masque des basses fréquences et du danger qu'il y a à favoriser certaines toniques graves, si les fréquences propres de

la salle ne sont pas distribuées de façon très régulière. Ce danger est d'autant plus marqué que la salle est plus petite. Nous y reviendrons.

Les Anglais et les Danois préconisent une caractéristique plate. J'incline à partager ces vues sous quelques réserves que j'indiquerai dans un instant. Les Danois suggèrent même un relèvement de T dans le médium. Peut-être est-ce là d'ailleurs s'incliner un peu vite devant la difficulté de fait qu'il y a à maintenir constante la valeur de T dans les aiguës, en raison de l'absorption très énergique de de l'air dans cette gamme.

J'ajoute que ces débats ne comportent pas de conclusion objective ; c'est en grande partie affaire de goût, voire de goût acquis.

Pour moi, et je souligne que j'expose là des vues personnelles, je pense que :

1) Dans les studios de parole, en vue de favoriser l'intelligibilité et le timbre des voix et d'atténuer l'effet de toniques souvent difficile à éliminer dans les petits studios, il faut abaisser notablement le temps de réverbération aux fréquences graves et maintenir sa valeur optima à 500 c/s aussi loin que possible dans le sens des fréquences aiguës.

2) Dans les studios de variétés et de musique de jazz, généralement associés, atténuer un peu les graves et laisser descendre progressivement le temps de réverbération dans les aiguës. Dans cette gamme, en effet, les instruments percussifs et les cuivres abondamment utilisés donnent des niveaux élevés en sorte qu'un grand temps de réverbération tend à créer la confusion.

3) Pour les studios moyens de musique classique et de chant, la caractéristique plate est la meilleure.

4) Pour les grands studios de musique lyrique ou symphonique, il y a avantage à relever les graves, ce qui pour de grands volumes est sans danger sérieux, et à maintenir le T des aiguës constant aussi loin que possible.

Ceci dit, les matériaux de revêtement n'assurent pas la même absorption dans toute la gamme : les uns absorbent surtout les sons graves, les autres surtout les sons aigus. Il est donc nécessaire, non seulement de déterminer la quantité de matériaux absorbants désirable, mais de faire un dosage en employant dans une salle divers matériaux de revêtement diversement disposés. Le découpage des divers matériaux utilisés en échantillons de plus ou moins grandes dimensions et la répartition de ces échantillons sur les parois ne doit pas de plus être quelconque. Tout d'abord, il faut éviter tout effet de focalisation, d'écho, y compris, le type d'écho spécial qui peut s'amorcer à certaines fréquences particulières entre deux surfaces parallèles réfléchissantes et que les Anglo-Saxons désignent sous le nom de « flutter echos », que je traduirais volontiers par « échos-palpitations » ; il faut éviter tout effet de réverbération directionnelle fort nuisible en ce qui concerne le

décalage dans le temps et le niveau relatif des trains d'ondes successifs au point d'écoute, facteur important dont nous parlerons dans un instant. Tout ceci relève, au moins en première approximation, de considérations d'acoustique géométrique ; elles sont suffisamment connues pour que je n'y insiste pas.

Ensuite, et ceci est extrêmement important, la notion de temps de réverbération, pour précieuse qu'elle soit, est tout à fait insuffisante pour caractériser la qualité acoustique. La régularité de la décroissance du son, l'homogénéité de la salle, sa courbe de réponse niveau/fréquence (analogue à la courbe de réponse amplitude/fréquence d'un système

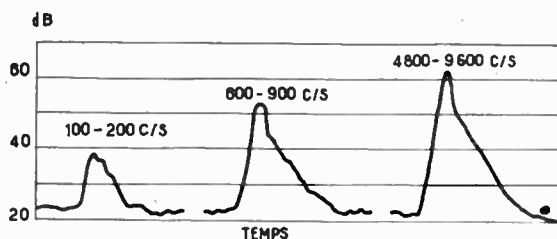


Fig. 6. — Courbes de décroissance du Studio 57.

transmetteur quelconque) sont des facteurs très importants. Il est aujourd'hui, en particulier, généralement admis que le taux et l'allure de la décroissance dans les 25 premiers décibels sont des données plus utiles que le temps de réverbération classique. Les figures 6 et 7 représentent les courbes de décroissance de deux studios dont les taux de réverbération sont assez voisins (0,8 seconde et 0,9 seconde). On imagine sans peine que de tels studios ont une acoustique très différente.

Les facteurs que je viens de citer caractérisent en particulier le nombre d'ondes propres excitées dans

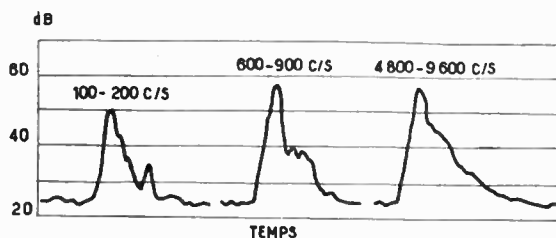


Fig. 7. — Courbes de décroissance du Studio 53.

la salle, leur distribution dans le spectre, la diversité de leur direction de propagation, la multiplicité de leurs rencontres avec divers échantillons de matériaux sous des incidences diverses, en un mot, ce qu'on peut appeler le « degré de hasard » dans le comportement de l'énergie sonore. Ce n'est que dans la mesure où ce degré est élevé que d'une part les notions et formules de temps de réverbération et de coefficient d'absorption, plus ou moins implicitement basées sur des considérations statistiques, ont un sens et d'autre part, semble-t-il, que l'acoustique est bonne.

On ne peut saisir ceci un peu clairement qu'en introduisant la notion de fréquences propres. On sait qu'une corde tendue, système vibrant à une

dimension, excitée, vibre en donnant un son fondamental et des harmoniques dont les hauteurs sont liées aux caractéristiques de la corde (tension, longueur, masse). Un volume, une salle, est un système vibrant à trois dimensions qui, excité, résonne sur une série de sons propres. On montre aisément que si l_x, l_y, l_z sont les trois dimensions d'une salle parallélépipédique, les fréquences propres ont les valeurs données par la formule :

$$f = \frac{c}{2} \left[\left(\frac{m}{l_x} \right)^2 + \left(\frac{n}{l_y} \right)^2 + \left(\frac{p}{l_z} \right)^2 \right]^{1/2}$$

c étant la célérité du son et m, n, p des nombres entiers quelconques, et que le nombre de fréquences propres ayant des valeurs inférieures à une fréquence donnée f_0 est approximativement :

$$N = \frac{4 \pi V}{3 c^3} f_0^3$$

V étant le volume de la salle.

Ces deux formules permettent d'apercevoir que :

1) Le nombre de fréquences propres diminue très vite avec le volume et la fréquence. Donc dans un petit studio, aux fréquences basses et très basses, le nombre de fréquences propres est très réduit.

2) La distribution des fréquences propres dans le spectre est manifestement fonction des rapports entre les dimensions l_x, l_y, l_z . On conçoit donc que, si l'on veut que ces fréquences soient le plus régulièrement espacées possible, en particulier aux fréquences basses, de façon à n'avoir pas de trous et de pointes (ou toniques) dans la courbe de réponse, ces rapports de dimensions ne sont pas indifférents.

3) Il se peut que l'on obtienne la même valeur de f pour des combinaisons de valeurs de m, n, p différentes. De telles fréquences propres sont dites dégénérées. Dans ce cas, d'une part le nombre de fréquences propres distinctes est réduit et la régularité de leur distribution également (par parenthèse, le cube donne naturellement un nombre de dégénérescences record) ; d'autre part, ces fréquences sont excitées avec une intensité particulière et l'effet peut être particulièrement nuisible si elles appartiennent à un groupe d'onde à amortissement singulier. Enfin, si les deux fréquences propres relativement isolées sont très voisines, il peut apparaître des effets de battement désagréables.

On remarque que les fréquences propres se divisent en trois groupes.

a) Celles pour lesquelles deux des nombres m, n, p sont nuls. Les ondes correspondantes sont dites axiales ; elles ne rencontrent au cours de leur propagation que deux des parois ;

b) Celles pour lesquelles un des nombres m, n, p est nul. Les ondes correspondantes sont dites tangentiellles ; elles ne rencontrent au cours de leur propagation que quatre des parois ;

c) Celles pour lesquelles aucun des nombres m , n , p n'est nul. Les ondes correspondantes sont dites obliques ; elles rencontrent au cours de leur propagation les six parois.

On conçoit que les ondes du premier groupe, par exemple, qui, dans un temps donné, rencontrent en général moins de fois les parois que celles du dernier groupe, s'amortissent plus lentement, spécialement si les parois correspondantes sont peu traitées. En général, un son dont les composantes ne sont pas de très basse fréquence excite un grand nombre de fréquences propres des trois groupes, en sorte que cet effet possible, s'il n'est pas très marqué, n'est pas sensible. Mais il peut arriver, spécialement aux basses fréquences, que la répartition des fréquences propres dans le spectre soit très irrégulière, que le nombre de fréquences excitées soit très réduit, que celles qui appartiennent à des groupes à amortissement anormal soient favorisées, ce qui peut conduire, entre autres effets, à deux singularités de la courbe de décroissance :

i) courbe à deux pentes successives d'où se déduisent en quelque sorte deux valeurs de temps de réverbération ;

ii) courbe à fluctuations très marquées, l'arrivée de trains d'ondes anormalement amorties, modifiant brusquement la valeur moyenne statistique du niveau résultant de l'interférence des trains d'ondes normaux.

Ce sont là naturellement des défauts souvent graves à l'écoute. On saisira mieux à présent, je l'espère, pourquoi il est désirable que la répartition des fréquences propres dans le spectre soit aussi régulière que possible et que, s'opposant à tout effet directif possible, on cherche à favoriser une dispersion de l'énergie sonore dans toutes les directions, pour exciter toujours un nombre élevé d'ondes propres de groupe normal, régulariser la courbe de décroissance, éviter les singularités, rendre le moins accidenté possible la courbe de réponse, obtenir une salle homogène.

Assurément le traitement acoustique des parois par petits échantillons de types divers, répartis quasi au hasard, aide grandement à ce résultat. Mais, indépendamment de toute absorption, des irrégularités, particulièrement des irrégularités convexes, sur les parois permettent d'y parvenir mieux et plus aisément, comme l'a montré Bolt ⁽¹⁾.

Ai-je besoin de dire que tout ceci ne peut se traiter par le calcul.

Les recherches théoriques, très précieuses, orientent les idées, font apercevoir l'explication possible de certaines observations, donnent à prévoir dans quel sens certains types de dispositions font varier les résultats, etc... Mais la pratique, ainsi éclairée, est d'expériences systématiques, de bon sens et d'observation.

Il importe d'ajouter aux facteurs que je viens de passer sommairement en revue quelques autres éléments notables :

A) On peut, par des expériences systématiques que le magnétophone rend aujourd'hui faciles, démontrer que le décalage dans le temps et le niveau relatif des réflexions successives, par rapport au son direct, sont des facteurs intéressants de la qualité acoustique. L'idée, approfondie par les Américains Doak et Bolt, est d'un acousticien allemand, Haas ⁽¹⁾ : des décalages de temps allant jusqu'à 30 millisecondes entre son direct et première réflexion donnent une augmentation d'intensité sonore et une impression agréable, pourvu que le niveau du son réfléchi n'excède pas de plus de 10 db le niveau du son direct. Au-delà tout dépend du niveau relatif et du décalage. Il y a gêne si le niveau du son réfléchi, lorsqu'il est notablement retardé, n'est pas sensiblement inférieur au niveau du son direct (disons, pour fixer les idées, de 10 db à 45 millisecondes). On peut tracer expérimentalement des contours de gêne niveau/décalage. Nombre d'essais ont été faits, en particulier par Mason et Moir, Somerville, etc.

On constate entre autres choses que :

a) la gêne apparaît d'autant moins vite que le temps de réverbération est plus grand ;

b) l'effet de gêne est notablement plus sensible aux fréquences élevées qu'aux fréquences basses.

Ceci montre l'intérêt qu'il y a à contrôler les chemins suivis par la première réflexion et quelques suivantes et leur niveau d'énergie prévisible. Or les surfaces convexes, et notamment les cylindres, se prêtent particulièrement bien à ce contrôle.

Le Professeur belge Raes ⁽²⁾ a mis au point et applique une méthode de mesure fort intéressante, spécialement à cet égard. Il a à notre demande, effectué des mesures au Centre Pierre Bourdan. La méthode consiste à envoyer dans la salle des impulsions très brèves de fréquence déterminée et à photographier l'écran d'un oscillographe sur lequel, moyennant un réglage convenable du balayage, s'inscrit le défilement des ondes sonores successives au point de réception.

La fig. 8 est un enregistrement à 4 kc/s dans le studio 53. On y voit nettement l'onde directe, une onde réfléchie importante retardée d'un peu moins de 30 millisecondes et une deuxième onde réfléchie, un peu forte sans doute, retardée d'environ 70 millisecondes. On conçoit qu'il soit possible de rechercher ensuite géométriquement les zones qui peuvent apporter des réflexions gênantes et effectuer, s'il est nécessaire, des corrections locales faciles.

⁽¹⁾ BOLT : « *Journal of the Acoustical Society of America*, Vol. 19, N° 1, Janvier 1947.

MORSE et BOLT : *Review of Modern Physics*, Vol. 16, N° 2, Avril 1944.

⁽¹⁾ BOLT et DOAK : *Journal of the Acoustical Society of America*, Juillet 1950.

HAAS : *Acustica*, Vol. 1, N° 2.

⁽²⁾ RAES : *Annales des Télécommunications*, Juillet 1950.

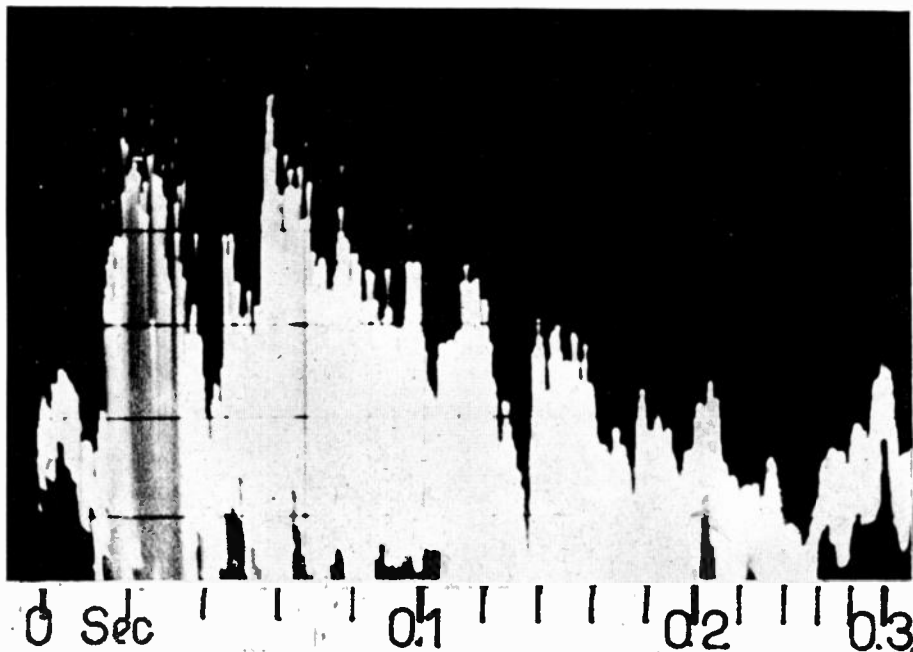
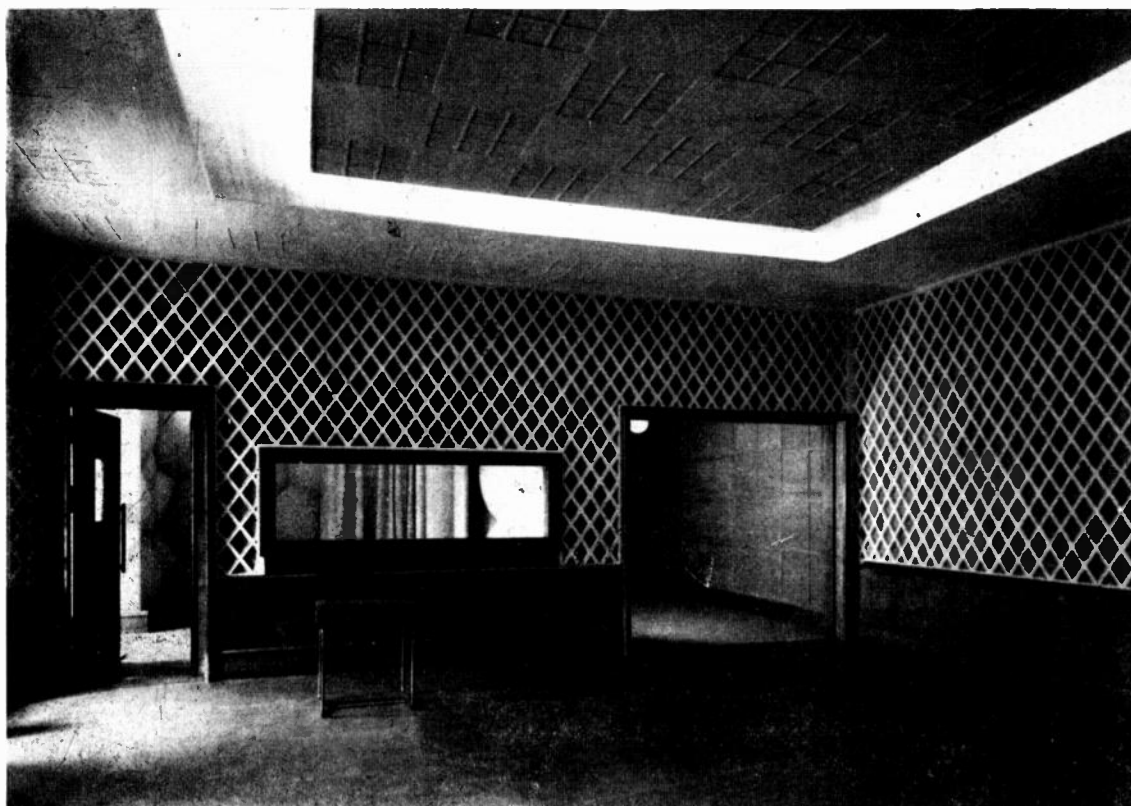


FIG. 8. — Oscillogramme du Studio 53 à 4 000 c/s.

FIG. 9. — Vue générale du Studio 54, montrant l'annexe sourde à droite et l'entrée de l'annexe réverbérante à gauche.



B) Autre point : Certains matériaux de traitement utilisés sont de types vibrants et ont donc leurs fréquences propres. Excités, ils peuvent rayonner dans la salle une partie de l'énergie qui leur a été transmise à certaines de ces fréquences et avec un amortissement spécifique. Ce phénomène secondaire peut avoir sur la qualité du son une influence heureuse ou malheureuse ; on peut se demander si ce n'est pas en partie pour cela qu'il n'est pas indifférent d'utili-

ser tel ou tel matériau, leurs coefficients d'absorption fussent-ils les mêmes.

C) Enfin, la plupart des phénomènes sonores sont des phénomènes transitoires, parfois très brefs. Dans ce cas, en particulier, la non-conservation de la forme de l'onde sonore peut être de grande importance. On va répétant dans les ouvrages que « l'oreille est insensible à la phase », mais ce n'est certainement pas vrai pour les phénomènes très brefs. Or, certains

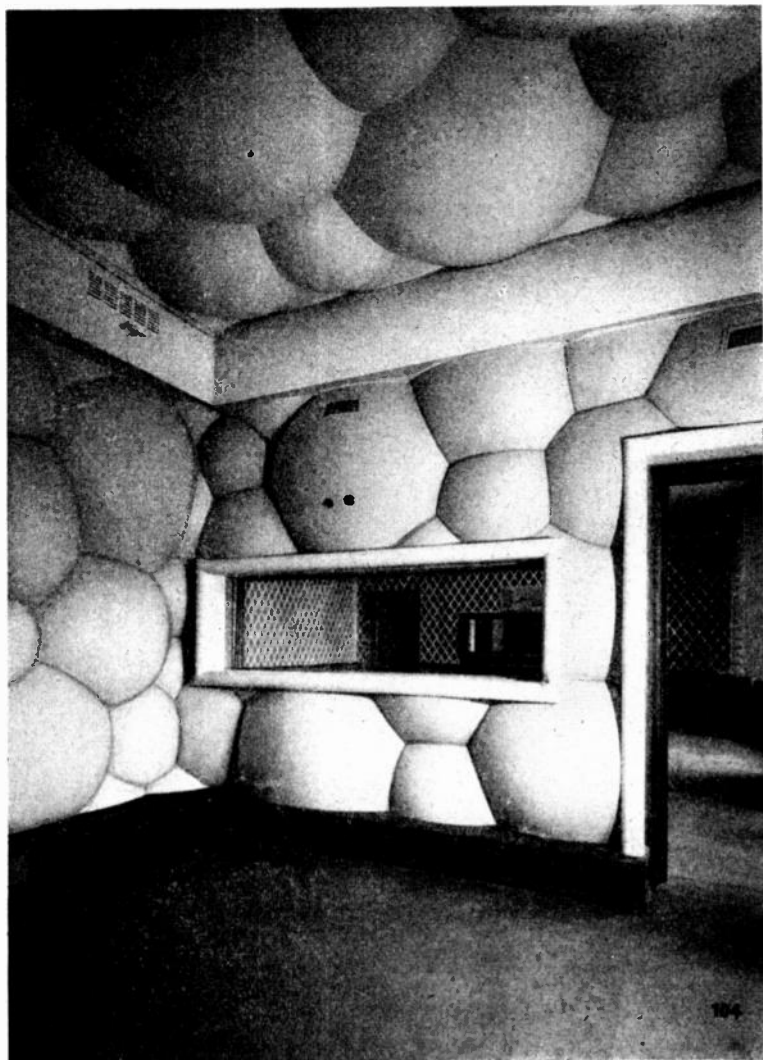


FIG. 10. — Traitement mur et plafond de l'annexe réverbérante du Studio 54.

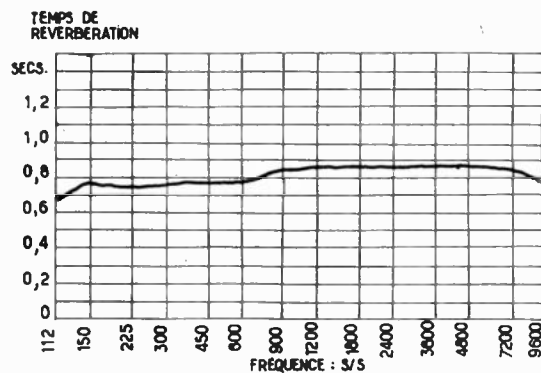


FIG. 11. — Temps de réverbération en fonction de la fréquence de l'annexe réverbérante du Studio 54.

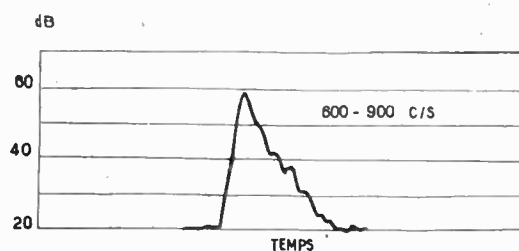


FIG. 12. — Courbe de décroissance de l'annexe réverbérante du Studio 54. Les petites fluctuations régulières dans la décroissance paraissent contribuer à rendre l'écoute agréable. Elles paraissent être produites de façon caractéristique par les irrégularités convexes.



FIG. 13. — Vue générale du Studio 56.



FIG. 14. — Détail du plafond de staff perforé du Studio 56.

matériaux de revêtement peuvent donner des déphasages sélectifs et, en conséquence, déformer l'onde. Je ne crois pas qu'il ait encore été fait de recherches dans cette voie.

Compte tenu de ces idées, les matériaux de revêtement que nous utilisons se rattachent à trois types :

1) *Matériaux poreux* (laine de verre, tissus, fibre de bois agglomérée, etc) pour l'absorption des fréquences moyennes et aiguës surtout.

2) *Matériaux résonnants*, soit du genre panneaux vibrants (généralement contreplaqués en diaphragme), soit du genre résonateurs (éléments de staff perforé avec volume d'air arrière amorti ou non). Ces derniers présentent l'avantage d'être de structure géométrique exactement déterminée et de se prêter par conséquent à des prédéterminations plus précises par le calcul. On peut en déterminer les caractéristiques de façon à couvrir des gammes diverses avec des sélectivités diverses. Ils sont susceptibles d'une absorption plus énergique, ce qui peut être utile. Enfin, ils rayonnent peu d'énergie sur leurs

fréquences propres, particulièrement aux basses et très basses fréquences. L'étude de ces structures a été très poussée par les acousticiens danois.

3) *Eléments d'irrégularités sur les parois*, constitués par des volumes convexes, cylindres ou sphères qui permettent :

a) de relever la valeur du temps de réverbération aux fréquences aiguës en particulier, puisqu'on peut diminuer les surfaces traitées sans risquer des réflexions intenses, des échos ou des « flutter-échos » produits par des surfaces planes réfléchissantes, plus ou moins parallèles ;

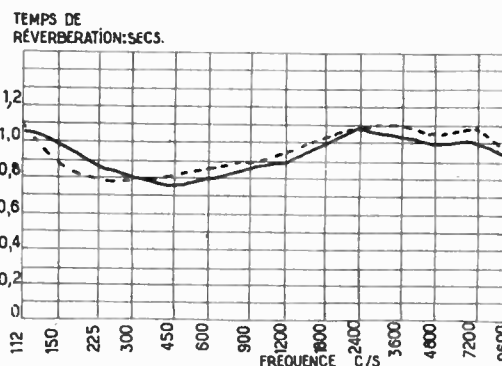


FIG. 15. — Temps de réverbération en fonction de la fréquence du Studio 56. Le trait plein indique le comportement quand la source se trouve au rez-de-chaussée du studio et le microphone à l'étage. Le trait interrompu représente les positions inverses.

b) de disperser les ondes sonores dans toutes les directions, favorisant l'excitation d'un nombre élevé d'ondes propres de groupe normal ;

c) de contrôler l'ordre et l'intensité des réflexions successives particulièrement aux fréquences aiguës ;

d) de régulariser la courbe de décroissance ;

e) de régulariser la courbe de réponse ou, si l'on préfère, la distribution de fréquences propres dans le spectre.

Récemment, à la suite d'essais du reste de caractère restrictif, Somerville et Ward, en Angleterre, ont montré ⁽¹⁾, d'une part que l'effet était sensible dès que la dimension de l'irrégularité était de l'ordre d'un septième de la longueur d'onde et, d'autre part, ont préconisé comme plus efficaces, des irrégularités de section rectangulaires. Pour le moment, je réserve mon opinion, les surfaces à section courbe paraissant préférable pour le contrôle de la première réflexion et la dispersion des ondes sonores.

On ne peut négliger de dire, au sujet de ces irrégularités, qu'il faut en user, mais avec discrimination. Elles tendent, en effet, à rendre la salle très homogène et de plus en plus indifférente à la position de la source et du point d'écoute. Or, s'il est désirable que l'écoute soit identique en tous points, il n'est pas toujours souhaitable qu'elle soit identique quelle que soit la position de la source. Il est, en effet, souvent très désirable, particulièrement pour les concerts à grande formation, que les « plans sonores » restent distincts ou, en d'autres termes, qu'il y ait une certaine localisation des sources. Cette localisa-

⁽¹⁾ *Investigation of Sound Diffusion in Rooms by Means of the Mode*, SOMERVILLE, T. et WARD, F. L. « *Acustica* », Vol. 1, N° 1.



FIG. 16. — Une cabine de prise de son. Le pupitre de commande comporte les mélangeurs et les modulomètres. Entre le pupitre et la vitre du studio se trouvent les tables de lecture de disques avec, au-dessus, le haut-parleur de contrôle. A gauche, une baie avec des amplificateurs montés sur rack. Les autres baies et l'équipement d'enregistrement sont hors de la photographie.

Studio N°	Entrées de microphones	Pick-up	Autre équipement
51	4	+	1 table de gravure disques 78 tours.
52	6	+	1 dispositif de réverbération variable.
53	8	+	1 dispositif de réverbération variable. 1 table de gravure disques 78 tours.
54	6	+	1 dispositif de réverbération variable. 1 table de gravure disques 78 tours
55	4	+	1 magnétophone.
56	8	+	1 dispositif de réverbération variable. 1 table de gravure disques 78 tours. (1 magnétophone sera installé ultérieurement).
57	4	+	—
58	4	+	1 table de gravure disques 78 tours. (1 magnétophone sera installé ultérieurement).

tion dépend, dans une très grande mesure, du rapport énergétique son direct/son réverbéré, que les Anglo-Saxons appellent « liveness ». Une généralisation trop poussée d'irrégularités tend à rendre ce rapport constant, quelle que soit la position de la source, donc à faire disparaître les plans sonores, à créer la confusion de l'orchestre.

Les fig. 9, 10, 11, 12, 13, 14, et 15 illustrent les considérations ci-dessus.

V. EQUIPEMENT TECHNIQUE

L'équipement technique correspond à la doctrine d'exploitation décentralisée, c'est-à-dire que chaque cabine comporte non seulement la console de prise de son, mais les moyens de gravure et de lecture nécessaires et tous les amplificateurs correspondants.

Cet équipement est réparti, ainsi qu'indiqué à la fig. 16, comme ci-contre :

Il comporte en outre :

Deux cellules magnétophones.

Une salle technique : équipée de façon à réaliser, en liaison avec le centre distributeur de modulation, quatre groupes de trois lignes, ce qui permet l'envoi de quatre modulations simultanées, quatre retours d'écoute et quatre conversations.

L'EXPLOITATION DES STUDIOS DE RADIODIFFUSION ET LE NOUVEAU MATÉRIEL DE LA S. F. R.

PAR

J. CORDONNIER

*Ingénieur Conseil
à la Société Française Radioélectrique*

et

M. BERNARD

*Ingénieur au Service Technique
Basse Fréquence de la Société Française Radioélectrique*

Le présent exposé se propose de définir les besoins des studios de radiodiffusion, de rappeler brièvement les solutions techniques employées jusqu'ici pour les satisfaire, et de décrire ensuite la conception et les types de matériel proposés par la SOCIÉTÉ FRANÇAISE RADIOÉLECTRIQUE pour remplir simultanément les conditions essentielles de qualité et de rendement.

I - L'EXPLOITATION DES STUDIOS DE RADIODIFFUSION

11 — Installations centrales

Aux débuts de la radiodiffusion, les studios, généralement peu nombreux, étaient reliés à une salle technique centrale unique à partir de laquelle on effectuait tous les réglages microphoniques, avec ou sans visibilité sur les studios.

Très rapidement, ce mode d'exploitation se révéla peu commode. Même dans les centres réalisant un programme unique, l'introduction des enregistrements et la nécessité de contrôler en répétition les réglages microphoniques rendirent impraticables les installations centralisées.

Dans la salle technique, le contrôle simultané de plusieurs studios travaillant en émission, répétition, ou enregistrement ne pouvait s'effectuer qu'au casque, dans des conditions très défectueuses.

12 — Cabines de prise de son

Un élément intermédiaire fut alors introduit entre les exécutants du studio et le technicien de la salle centrale : une cabine spéciale, affectée à chaque studio et consacrée au travail de la prise de son.

Toutes les questions relatives au choix des microphones, à leur mélange, au réglage du niveau de modulation, furent dès lors réglées dans ces cabines dites de « prise de son » par un spécialiste ayant vers le studio une bonne visibilité et un accès facile.

Certaines installations conservèrent leur caractère centralisé, défini par le groupement dans la salle technique de presque tous les amplificateurs et organes de commutation, le matériel installé dans les cabines de prise de son, se limitant aux préamplificateurs microphoniques et aux atténuateurs-mélangeurs. (Installation de la B.B.C. à Londres et studios Français avant 1939).

13 — Installations décentralisées

D'autres installations au contraire évoluèrent vers une décentralisation presque totale. Chaque studio et sa cabine de prise de son constituèrent un ensemble autonome disposant d'une chaîne électroacoustique complète : préamplificateurs, mélangeurs, amplificateurs de ligne et d'écoute, modulomètre pour le contrôle de niveau.

De telles cabines pouvaient donc travailler de façon totalement indépendante pour les répétitions ou enregistrements, leur liaison avec l'installation générale se limitant, en cas d'émission, à une commutation de leur sortie de modulation vers la ligne reliée à l'émetteur désiré. Ce type d'installation a été réalisé à BRUXELLES en 1936 à l'I.N.R.

Ce mode d'exploitation extrêmement souple est parfaitement défendable au point de vue économique dès que les studios sont utilisés de façon intensive. La décentralisation, dans ce cas, n'exige en effet

pas plus de matériel amplificateur, et l'installation se prête beaucoup mieux à des modifications ou extensions.

L'application intégrale de la méthode comporte toutefois un inconvénient : le programme d'un émetteur donné, formé d'éléments réalisés successivement dans différents studios, n'est plus contrôlé dans sa continuité.

Or, il est indispensable, indépendamment de toute question de réglage microphonique, qu'une même personne contrôle le programme complet envoyé aux auditeurs, et en particulier les enchaînements.

14 — Installations mixtes

Ces dernières disposent des organes de commutation, exécutant les enchaînements d'un studio à un autre, de l'extérieur à l'intérieur, et les deux fonctions « prise de son » et « contrôle du programme » sont confiées à des responsables distincts, que l'on peut donc spécialiser. Dans de très grands centres, cette solution est certainement la meilleure. Une telle organisation est malheureusement très coûteuse en personnel.

Quoique plus rationnelle, l'installation mixte complète constitue un luxe coûteux. Il est donc intéressant de rechercher une solution permettant de conserver les avantages essentiels de l'installation mixte, tout en réalisant des économies d'exploitation. C'est dans cet esprit que la S.F.R. a entrepris l'étude de ses nouveaux ensembles électroacoustiques.

II - LA RÉPARTITION DES RESPONSABILITÉS ET LES ÉCONOMIES DE PERSONNEL

Lorsqu'on établit les horaires de travail du personnel technique assurant l'exploitation d'un centre, on est amené aux constatations suivantes :

a) La salle technique qui assure les liaisons téléphoniques avec les émetteurs et groupe les organes de communications, les amplificateurs d'arrivée et de départ et les distributeurs d'écoute, nécessite un premier opérateur.

b) L'organisation des répétitions, émissions, enregistrements, conduit à établir une sorte de planning d'occupation des studios, avec affectations correspondantes d'un spécialiste de la prise de son pour chaque opération.

c) Les cabines de programmes nécessitent la présence permanente d'un technicien.

D'autre part, ces dernières au cours de leur enchaînement font constamment intervenir le « speaker » et la musique enregistrée, si bien que finalement un groupe comprenant : studio de parole et cabine de prise de son avec lecteurs de films et de disques, doit être associé à chaque cabine de programme.

Si ces deux éléments sont seulement reliés électriquement, la présence permanente d'un technicien sera en outre pratiquement nécessaire dans la cabine de son du groupe speaker-musique enregistrée (l'écran sonore des postes privés).

L'ensemble conduit en fait à utiliser à tout moment quatre personnes pour le contrôle d'un seul programme, soit, avec les horaires habituels des postes de

radiodiffusion et la récupération des dimanches et jours fériés, une équipe de dix à douze personnes pour assurer la permanence complète.

La suppression des cabines de prise de son ou de la salle technique ne peut être envisagée et l'expérience montre la nécessité permanente d'un technicien au groupe « speaker-musique enregistrée ». La solution idéale conservant l'avantage du contrôle continu du programme, est de confier à ce même technicien l'exploitation d'un matériel qui lui permettra d'assurer aisément deux fonctions complémentaires : enchaînement du programme et prise de son du studio « speaker-musique enregistrée ».

Le déroulement de l'émission ne peut que gagner à cette centralisation et l'économie d'une équipe de trois personnes entraîne une amélioration appréciable de la productivité du centre.

III — CONCEPTION DES NOUVEAUX ÉQUIPEMENTS DE STUDIOS DE LA S.F.R.

L'étude d'un matériel réellement adapté aux besoins suppose l'adoption préalable d'une doctrine d'exploitation et nous avons vu que le choix judicieux de cette dernière permet d'assurer les émissions dans les meilleures conditions avec le minimum de personnel.

Une analyse attentive des besoins des exploitants permet de réaliser des économies non moins importantes dans le domaine du matériel.

31 — Consoles de prise de son

La pratique a consacré l'usage, dans les cabines de prise de son, de consoles ou consolettes groupant les différents organes nécessaires au mélange microphonique et au réglage du niveau.

Ces consoles sont généralement associées à des lecteurs de disques qui font parfois partie intégrante du meuble-console proprement dit, les amplificateurs, étant cependant, dans la plupart des cas, montés sur un bâti séparé (Fig. 1).

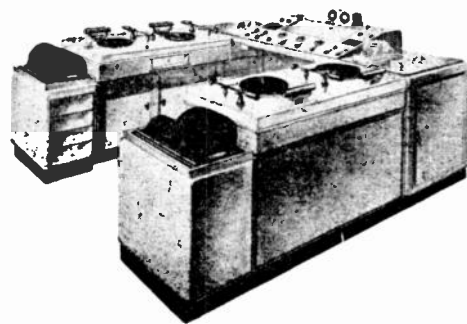


FIG. 1. — Console de prise de son monobloc.

L'utilisation de consoles monobloc présente des inconvénients depuis l'introduction des enregistrements sur bande magnétique dont l'emploi est de plus en plus fréquent aujourd'hui.

Il est préférable de réaliser des ensembles conçus pour s'assembler de façon harmonieuse, mais conservant l'autonomie des éléments constitutifs : console de son proprement dite, tourne-disques, lecteurs

de films, qui peuvent ainsi être réunis en proportions variables suivant les besoins.

Par ailleurs, l'étude des éléments du prix de revient montre que :

— directement et indirectement les dépenses augmentent évidemment avec le volume du matériel et nous le préciserons plus loin.

— les exploitants, en exigeant de chaque ensemble les possibilités les plus diverses, ont alourdi considérablement les prix sans obtenir toujours des avantages correspondants.

— les possibilités de vente du matériel basse-fréquence étant limitées, les constructeurs n'obtiendront des prix de revient intéressants qu'en limitant le nombre de modèles et en augmentant leur souplesse d'adaptation aux utilisations les plus variées.

311 — Volume du matériel

S'il est désirable que les cabines de prise de son soient vastes, toute place inutilement occupée entraîne finalement une majoration du prix du bâtiment. Tout élément inutile ou rarement employé est donc nuisible et il conviendra de limiter les possibilités du matériel pour les adapter aux besoins réels. Ceux-ci ayant été déterminés, on réalisera une économie très importante en groupant dans la console les organes de mélange et les amplificateurs.

L'emploi d'un bâti séparé coûte par lui-même, exige une place supplémentaire dans la cabine, nécessite des caniveaux et un câblage onéreux, entraîne des délais d'installation gênants et rend l'ensemble de prise de son inamovible.

Sous réserve d'une réalisation permettant l'accès facile des différents organes pour l'entretien et le rechange, il se dégage donc une conception différente du groupement des éléments constituant l'équipement des cabines : les lecteurs films et disques seront adaptés à la console mais indépendants, cependant que les amplificateurs et leurs alimentations seront groupés dans la console proprement dite.

312 — Rendement d'exploitation

Les producteurs de programmes tirant volontiers parti de toutes les possibilités de la technique, les exploitants ont fini par considérer que chaque studio devait comporter toutes les possibilités.

Si les usagers calculaient les dépenses indirectes qu'entraînent certaines de leurs demandes et s'ils établissaient leur prix de revient horaire en tenant compte du temps d'utilisation effectif, ils abandonneraient eux-mêmes une bonne partie de leurs exigences.

Ils s'orienteraient alors vers une solution plus logique : l'équipement de la majorité des studios à l'aide d'un matériel « moyen », capable de répondre aux besoins courants, et la spécialisation de quelques studios particuliers en vue des réalisations exigeant de grosses possibilités techniques.

Dotées d'équipements plus complets, les cabines de ces studios seraient confiées à des spécialistes particulièrement adroits dans les travaux de prise de son.

Une méthode analogue est appliquée depuis longtemps dans les studios de cinéma qui distinguent l'enregistrement normal, effectué avec un matériel simplifié, du réenregistrement ou « mélange » exécuté par des virtuoses avec tous les moyens techniques désirables : nombreuses voies de mélange, correcteurs et filtres appropriés.

313 — Souplesse du matériel et limitation du nombre de modèles

La diversité des programmes réalisés dans les studios de radiodiffusion rend cependant difficile la définition d'un matériel moyen standard susceptible de s'adapter à tous les besoins.

La chaîne électroacoustique élémentaire est évidemment toujours nécessaire, mais le nombre de microphones, tourne-disque, lecteurs de films, varie suivant les studios.



Fig. 2. — Consolette de prise de son S.F.R. avec table tourne-disques indépendante.

La solution la plus simple consiste donc à prévoir un certain nombre de « voies d'amplification » principales non spécialisées dont l'affectation est déterminée en fonction de l'utilisation, avec l'adjonction éventuelle de correcteurs ou filtres.

Quelques voies auxiliaires, également non spécialisées, peuvent être adjointes pour les modulations à niveau élevé, telles que retransmission, relais, ou lecture d'enregistrement comportant déjà une pré-amplification.

On dispose dans ce cas d'une cellule standard : la console de prise de son proprement dite, à laquelle on adjoint en proportions variables des éléments indépendants : microphones, tourne-disques, lecteurs de films, (fig. 2).

32 — Consoles de programmes

L'utilisation d'une même personne pour le contrôle du groupe « speaker-disques et films » et l'enchaînement des programmes conduit naturellement à l'adaptation d'une console de prise de son au travail de commutation des studios.

Dans le passé ce dernier a généralement été effectué au moyen de clés d'enclenchement et de signalisation, chaque groupe de clés correspondant à une modulation.

Un tel système présente plusieurs inconvénients :

— l'encombrement des clés et des relais qui leur correspondent dans la console est important. Il devient prohibitif s'il y a plus de vingt sources de modulations.

— un câblage important est nécessaire entre les consoles de programmes et le bâti à relais principal, généralement situé dans la salle technique.

Désirant à la fois réduire les prix de revient et assouplir le matériel, la S.F.R. s'est orientée vers une autre solution qui évite les inconvénients précédents tout en permettant l'utilisation des consoles de prise de son.

La commande par clés est remplacée par un cadran du type téléphonique actionnant un autocommutateur qui branche directement les relais de commutation, l'ensemble étant contenu dans un bâti unique.

Chaque cabine de programmes n'est plus reliée à la salle technique que par un nombre de fils limités, correspondant au cadran proprement dit et à deux clés de signalisation (studio en service et studio en préparation).

Grâce à un système de numérotation particulier, le dispositif sélecteur comprend un nombre de relais très faible ; en conséquence, l'ensemble d'enclenchement automatique est comparable, en valeur réelle, au bâti de relais précédemment utilisé. Il y a donc économie sur le tableau de clés, les relais de console et le câblage reliant le tableau de cette dernière au bâti de relais.

L'extension éventuelle de l'installation n'entraîne aucune modification dans la cabine de programme et se traduit seulement par l'adjonction d'un bâti à relais dans la salle technique.

L'encombrement des organes de commande se réduit à une boîte de faibles dimensions, aisément

associée à une console de prise de son normale adaptée, au moyen de modifications mineures, au travail particulier de la cabine de programme (fig. 3).

La prise de son étant en effet limitée au microphone « speaker » et à la reproduction des enregistrements, deux voies d'amplification ont été supprimées et remplacées par un mélangeur double.

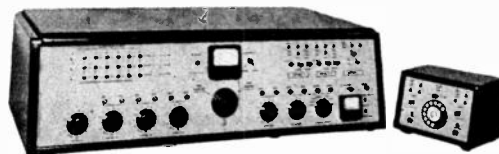


FIG. 3. — Console de Programme S.F.R. avec boîte de commutation pour l'enchaînement des modulations.

La numérotation du cadran permet de connecter une modulation sur chaque côté, droit ou gauche, du mélangeur double, donc de préparer l'enchaînement d'un studio pendant que l'autre est en service, ou encore de mélanger deux modulations.

Les manœuvres, qui sont très simples, permettent aisément au technicien assurant les commutations de studios de se consacrer à la prise de son speaker ou disque lorsque l'enchaînement a été effectué.

L'utilisation d'un matériel de cette conception entraîne l'économie permanente d'une équipe de trois personnes, évite la construction d'une console spéciale pour la cabine de programmes, conduit à des dépenses d'installation beaucoup plus faibles et facilite considérablement les extensions ⁽¹⁾.

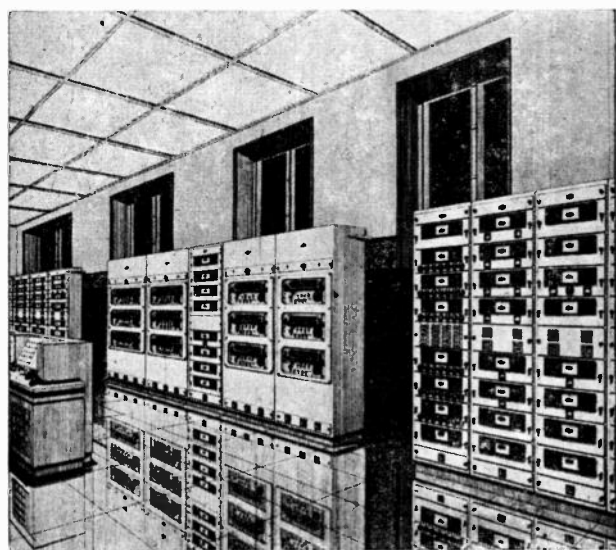


FIG. 4. — La salle technique de Radio Monte-Carlo - (Installation S.F.R.).

⁽¹⁾ Bien que la solution précédemment décrite paraisse la plus intéressante aux points de vue économie et exploitation, le système préconisé se prête néanmoins à la centralisation des manœuvres de commutation des programmes entre les mains d'un seul responsable placé à la salle technique.

33 — Salles techniques

Chaque studio disposant d'une chaîne électroacoustique complète et les commutations se faisant dans les cabines de programmes, la salle technique joue un rôle moins important.

Elle est cependant indispensable pour assurer les liaisons et grouper les différents organes communs de l'installation : bâtis à relais, amplificateurs d'arrivée et de départ, récepteurs de contrôle et distribution des écoutes (fig. 4).

De telles liaisons peuvent d'ailleurs être réalisées au moyen de dispositifs automatiques analogues à celui utilisé à l'échelon programme.

IV — DESCRIPTION DU MATÉRIEL

41 — Considérations générales

a) La nécessité de l'économie doit exclure le superflu, mais ne doit pas réduire les performances techniques acquises, celles-ci au contraire doivent être surpassées grâce à une simplification de la fabrication et des travaux d'installation ainsi qu'à une réduction du volume des appareils.

b) Le schéma doit assurer l'indispensable, la souplesse de l'exploitation en accordant de justes valeurs aux marges de gain.

c) Le groupement des organes techniques a été fait en tenant compte de la valeur des éléments constituant le prix de revient, sans que jamais l'abandon de la qualité soit admis.

En conséquence le schéma théorique d'une chaîne, de la source à la ligne de modulation, a été composé

de fréquences ou qu'en distorsion harmonique.

Le préamplificateur PMC est monté en chaîne simple ; l'amplificateur de puissance PHC est monté en push-pull ; ils possèdent chacun deux étages.

L'amplificateur ALC possède deux cellules à 2 étages en chaîne simple, chaque cellule ayant son dispositif propre de contre-réaction. Les lampes des préamplificateurs PMC et la première cellule de l'amplificateur de ligne ALC, sont chauffées en courant redressé. Les lampes de la deuxième cellule de l'amplificateur de ligne ALC ainsi que les lampes de l'amplificateur d'écoute PHC sont chauffées en courant alternatif à 50 pps.

Cette disposition tend à réduire encore les conditions de recette des lampes employées, en ce qui concerne les clauses relatives au bruit de fond dû au chauffage des filaments en courant alternatif. Les lampes des préamplificateurs, de l'ampli de ligne, du premier étage de l'ampli d'écoute sont du type PM 07. Les lampes du dernier étage de l'ampli d'écoute sont du type 6 AQ 5. Ces deux types de lampes sont classés dans la catégorie « miniature » et les conditions d'emploi qui leur sont imposées sont inférieures en dissipation aux valeurs fixées par le cahier des charges courant ; de sorte que la durée de fonctionnement des cathodes est prolongée.

42 — Schéma de principe de la consolette de prise de son type CST 1 (figure 5).

Les amplificateurs PMC sont utilisés de façon à permettre l'amplification des modulations fournies par

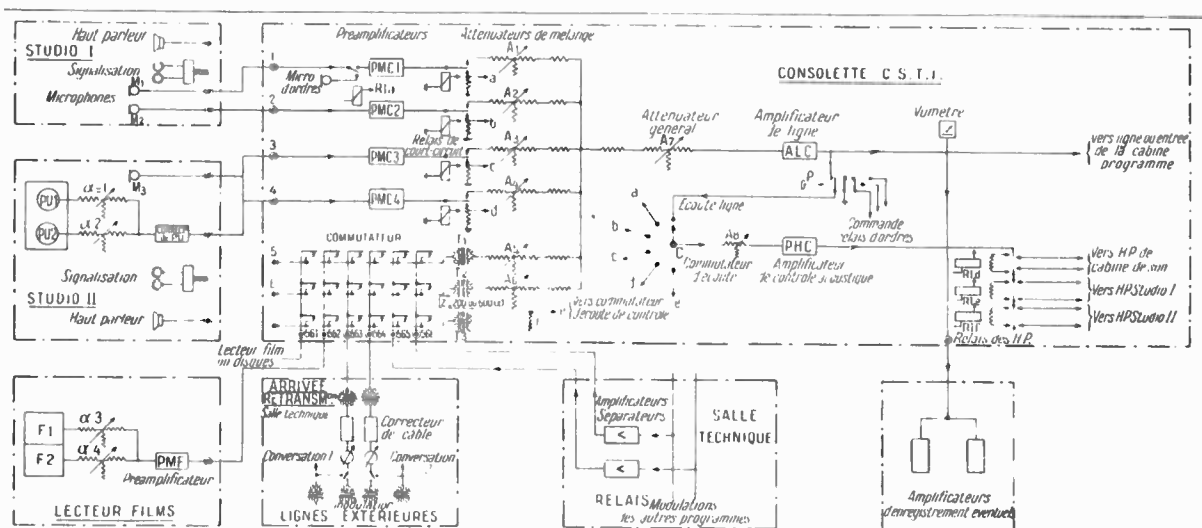


FIG. 5. — Schéma de principe de la consolette de prise de son type CST 1.

en fonction de l'emploi de 3 types d'amplificateurs.

- le préamplificateur type PMC,
- l'amplificateur de ligne type ALC,
- l'amplificateur d'écoute type PHC,

Tous ces amplificateurs sont constitués en utilisant une ou deux cellules, à deux étages possédant chacune un coefficient de contre-réaction important permettant à la fois de suivre un cahier des charges assez étendu pour les lampes et de réaliser des performances régulières, tant en gain qu'en distorsion

4 sources qui peuvent être soit des microphones, soit des pick-up accouplés à un système de correction de lecture unique.

Le gain de ces 4 voies est réglé par 4 atténuateurs A1, A2, A3, A4 à haute impédance.

Les atténuateurs sont couplés et adaptés, sur un atténuateur général A7.

Le mélange des voies peut être obtenu par le dosage combiné des atténuateurs de ces voies.

L'atténuateur général attaque l'amplificateur de

ligne ALC qui possède un transformateur de sortie adapté à une ligne de 600 ohms.

Le gain de travail de la chaîne est de 68/70 décibels et permet d'obtenir un niveau de sortie de + 12 décibels (3 V/600 ω) sur la ligne de modulation avec une réserve totale d'amplification de 15 décibels sur chaque voie et 15 décibels sur l'atténuateur général.

La sortie des amplificateurs de voie PMC est connectée par un relais, soit sur une résistance de charge, soit sur l'atténuateur de voie. On peut donc, par le fonctionnement de chaque relais, éliminer ou utiliser la voie correspondante.

D'autres relais assurent le branchement et l'utilisation possible des hauts parleurs situés dans les studios et la cabine de son.

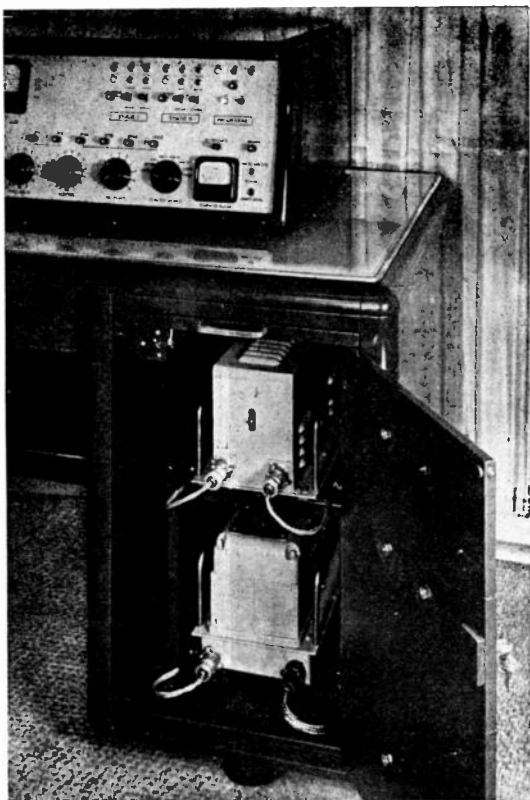


FIG. 6. — Console de prise de son type CST 1 sur le meuble support contenant les dispositifs d'alimentation haute et basse tension.

On peut aussi de ce fait prendre la voie 1 amplifiée, pour permettre, grâce à un microphone local, à l'opérateur de la cabine de son, de donner des ordres dans les studios en répétition.

Les lignes auxiliaires, au nombre de 6, peuvent être connectées par deux groupes de 6 clés asservies, sur deux transformateurs T1 et T2 qui adaptent les impédances de ligne (200 ou 600 ohms) au groupe de mélange par l'intermédiaire des atténuateurs A5 et A6.

Un groupe supplémentaire de 6 clés, permet de prendre l'écoute sur les voies auxiliaires par l'intermédiaire du transformateur T3.

Le choix des écoutes est assuré par un commutateur C qui débranche l'entrée de l'ampli PMC de la ligne de modulation pour la transporter au choix de

l'opérateur, soit sur le transfo T3, soit sur la sortie des préamplificateurs de voie.

Dans ce dernier cas, c'est seulement lorsqu'un préamplificateur est hors circuit, c'est-à-dire connecté sur sa résistance de charge de repos, que la tension d'écoute peut être utilisée, par exemple, pour écouter un studio en préparation.

Le niveau de modulation est contrôlé par un Vu-mètre branché en permanence sur la ligne de modulation.

Il faut noter que pour que les indications du Vu-mètre soient correctes l'impédance de ligne doit être de 600 ohms.

Sur le panneau avant du châssis se trouvent des boutons poussoirs permettant de contrôler le courant anodique de chaque lampe. La lecture est faite sur un appareil de mesure situé à droite du panneau.

43 — Alimentation

L'alimentation des lampes des amplificateurs est assurée par 2 coffrets spécialisés.

Coffret haute-tension.

Fournit en partant d'un secteur 110 V à 50 pps une tension continue de 280 V stabilisée par lampe au néon : consommation : 180 VA.

Coffret basse tension.

Fournit en partant d'un secteur 110 V à 50 pps, une tension de 6,3 V redressée et filtrée. Cette tension est réglable par un rhéostat commandé par tournevis. Consommation : 55 VA.

Les deux coffrets d'alimentation peuvent se placer dans un des côtés du meuble bureau, supportant la consolette (fig. 6).

44 — Signalisation (figure 7)

Un système de signalisation est incorporé dans le châssis de la consolette. Il est conforme aux conditions d'exploitation de la Radiodiffusion Française. Pratiquement, il permet la signalisation entre la « console de prise de son » et deux studios d'une part et la réponse et suivant le même code entre la « console de prise de son » et une « cabine de programme »

— Chaque chef de studio dispose d'un petit pupitre portant 3 poussoirs, dont 2 asservis et 3 voyants (Blanc - Vert - Rouge).

— A l'intérieur du studio 3 panneaux lumineux portent respectivement les significations de service « Silence » - « Répétition » - « Antenne », ces panneaux sont multipliés à la porte de chaque Studio.

— Sur chaque « consolette de prise de son », l'opérateur dispose de 2 groupes de signalisation et de commande pour Studio, ainsi qu'un groupe de signalisation correspondant avec la cabine de Programme. Celui-ci est identique à celui du chef de Studio.

— le groupe de signalisation pour Studio comprend 2 clés basculantes à trois positions - 1 bouton poussoir et 6 voyants - (3 rouges - 1 blanc - 1 vert - 1 jaune).

L'exploitation de la signalisation se fait dans l'ordre suivant :

45 — Réalisation et construction

Tous les organes techniques sont groupés sur un même châssis technique (figures 8 et 9) qui est placé dans un coffret métallique (figure 10).

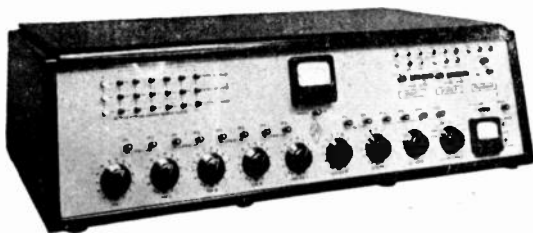


FIG. 10. — Console de prise de son type CST 1 (vue d'ensemble).

Ce châssis a été étudié de façon à fragmenter les opérations de montage et de câblage général.

Les connexions des platines au châssis sont assurées par des fichiers femelles, à enclenchement, situés aux extrémités des platines dans le plan des poignées.

Les groupes de clés de retransmission et de signalisation sont montés et câblés sur des platines qui viennent s'encaster dans le panneau AV. du châssis technique, et le toron de fils correspondant à chaque tableau est porté et guidé par une gouttière (fig. 11).

— Tous les organes de contrôle du panneau avant (atténuateurs, tâteurs, commutateurs, appareils de mesure) sont câblés entre eux et sur les fichiers mâles correspondant à chaque platine (fig. 12).

— Le panneau arrière est divisé en 2 parties (fig. 11) :

— la partie supérieure porte les relais de commande de son qui aboutissent aux fichiers portés par le même support,

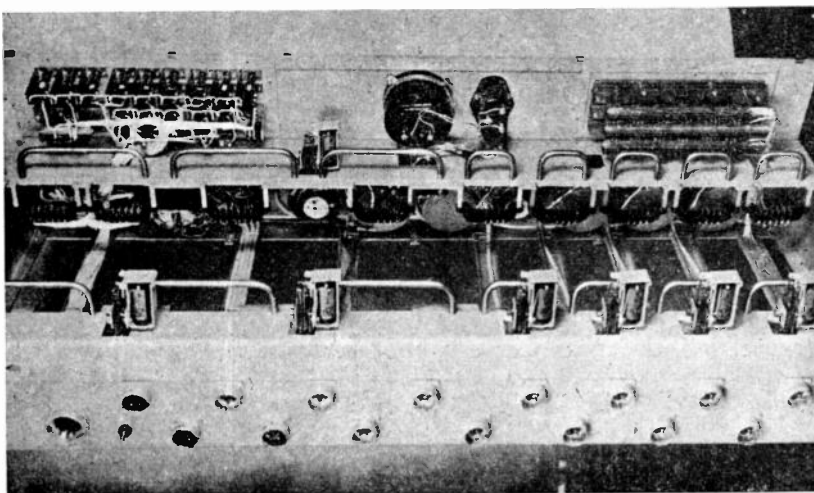
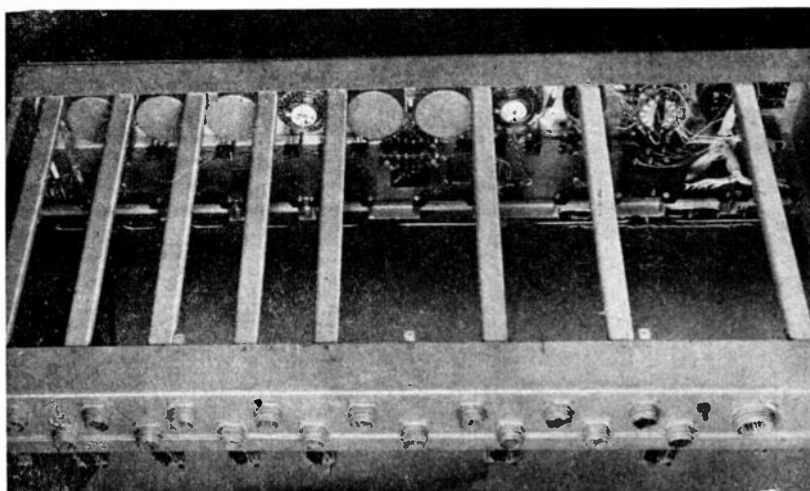


FIG. 11. — Vue arrière de la console de prise de son type CST a (capot et amplificateur enlevés).

FIG. 12. — Console de prise de son type CST 1 vue de dessous : détails de câblage des organes de contrôle.



D'une part les amplificateurs :

- PMC
- ALC
- PHC
- Bloc retransmission
- Bloc de relais.

sont réalisés sur une platine munie de 2 poignées et de 2 écrans électrostatiques.

— la partie inférieure porte toutes les fiches d'alimentation entrée et départ des lignes.

Il en résulte que le montage des éléments et le câblage général peut être décomposé en 10 postes possédant un schéma réduit et simple (les 4 amplis PMC comptant pour un poste).

Les 8 groupes de fils réunissant les panneaux avant et arrière sont supportés chacun par une gouttière

perpendiculaire à la face avant et les groupes de fils sont immobilisés par des goupilles métalliques (fig. 11).

Le dispositif de branchement des panneaux amplificateurs, porte-relais ou transformateurs de ligne permet d'effectuer très rapidement le remplacement d'un de ces éléments tombé en panne — ce qui réduit considérablement le temps de suspension d'exploitation.

En outre tous les condensateurs électrolytiques des panneaux sont équipés avec des broches sur un culot octal.

Deux types de lampes seulement sont utilisés sur les amplificateurs.

Ce sont des pentodes miniatures type PM 07 et 6 AQ 5 à grande pente qui permettent des taux de contre réaction élevée. Une consolette utilisé :

14 lampes PM 07

2 lampes 6 AQ 5

46 — Spécifications techniques

Impédances des sources de modulation :

- entrées microphoniques : 50 ou 200 ohms,
- entrées auxiliaires : 200 ou 600 ohms.

Impédance de sortie normale de l'amplificateur de ligne 600 ohms.

Courbe de fréquence totale à ± 1 dB..... 30 — 15 000 c/s

Niveau de sortie maximum .. + 12 dB / 600 ohms

Distorsion non linéaire à ± 12 dB (*) < 1 % de 30 à 7 500 c/s

Gain en tension maximum (entrée 50, sortie 600) 100 dB + 2 dB

Gain normal de travail..... + 65 à + 70 dB

Bruit de fond pour un gain + 68 dB — 65 dB (avec un niveau de sortie + 12 dB)

puissance de sortie normale

(suivant le gain)..... 3 W ou 4 W

courbe de fréquence (± 1 dB

sur 20 ohms) 30 à 15 000 c/s

distorsion non linéaire de 50

à 7 500 c/s (*) < 2 %

Dimensions

Consolette (coffret)

Hauteur 315 mm

Longueur (de la base) 1 100 mm

Largeur (de la base) 520 mm

Bureau-support

Hauteur 780 mm

Longueur 1 500 mm

Largeur 750 mm

47 — Consolette de programme type CSTP (figure 13)

Cette consolette est pratiquement identique à la consolette de prise de son.

Elle possède, le même châssis et les mêmes éléments (fig. 14) elle offre donc les mêmes garanties techniques que la consolette de prise de son et permet les mêmes performances.

Seule la composition intérieure est différente : elle ne contient que 2 entrées amplifiées au lieu de 4, mais les dispositifs de retransmission et de signalisation sont inchangés.

En fait elle peut faire office de cabine de son pour « écran sonore » et dans ce cas son rôle est identique à celui d'une consolette de prise de son réduite qui viendra prendre sa place dans les enchaînements de programme.

Toutefois elle comprend en plus de la consolette de prise de son :

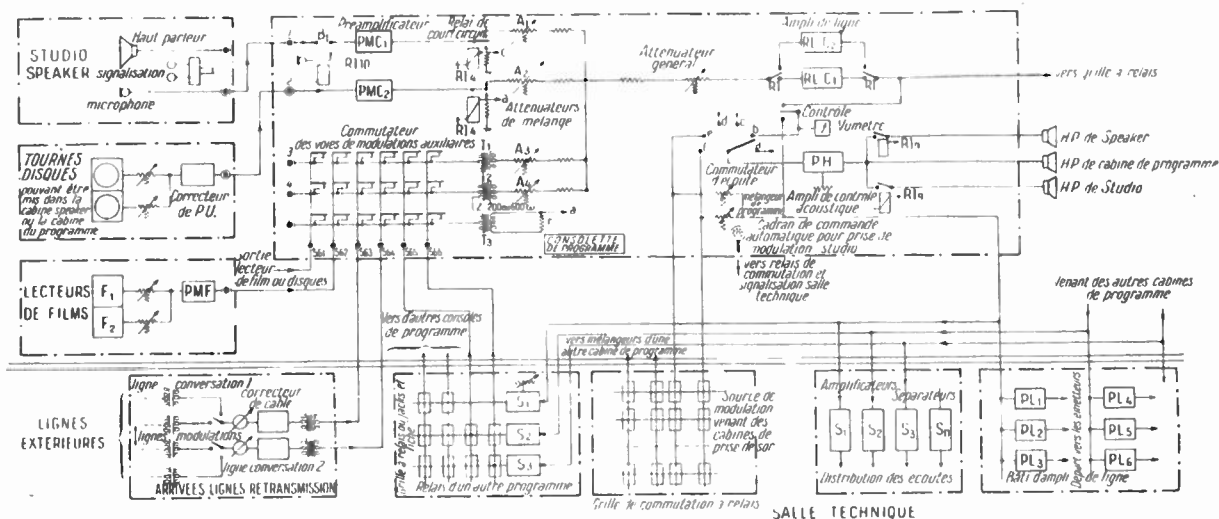


FIG. 13. — Schéma de principe de la consolette de programme type CSTP.

Amplificateur d'écoute

impédance d'entrée 5 000 ohms

impédance de sortie 5 ou 20 ohms

gain en tension (rapport d'entrée à tension sortie sur 20

ohms) réglé en usine à + 30 dB ou + 20 dB

— 1 amplificateur de ligne de secours, qui peut être immédiatement enclenché à la place de celui en service, par 2 relais inverseurs R 1. Cet amplificateur

(*) Les distorsions sont mesurées au pont de distorsion, y compris la distorsion du générateur de fréquences.

vient occuper la place des 2 amplificateurs PMC qui n'existent plus.

— 1 *mélangeur double* qui vient occuper la place des deux atténuateurs précédemment affectés aux préamplificateurs PMC remplacés.

Le commutateur d'écoute de cette consolette permet le contrôle sonore :

- a) des 2 voies amplifiées
- b) des 6 lignes auxiliaires,
- c) des 2 entrées du mélangeur,
- d) de la ligne de l'écran sonore,
- e) de la ligne sortant du mélangeur,

Un commutateur spécial inverse les positions d) et e) suivant l'utilisation et branche en même temps le Vu-mètre de contrôle sur la ligne de modulation en service.

La fonction *Programme* de cet ensemble est assurée par un petit coffret adjoint à la cabine de programme (fig. 3).

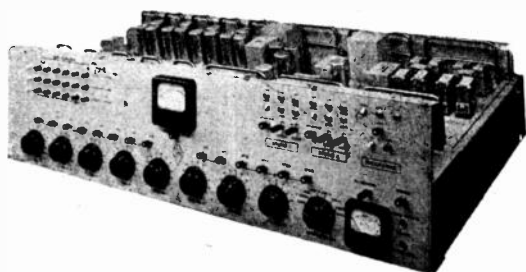


Fig. 14. — Consolette de programme type CSTP : vue avant capot enlevé.

Cette fonction, dans le présent dispositif consiste à connecter deux consoles de prise de son préalablement désignées sur les deux entrées du mélangeur double (les positions du mélangeur étant désignées par « droite » et « gauche » conformément au sens de rotation du bouton de commande du mélangeur).

Ceci étant posé, le coffret de commande porte en son milieu :

- 1 cadran d'appel téléphonique,
- 1 clé « droite » « gauche » à 2 positions
- 1 voyant « pas libre ».

Symétriquement sont placés à « droite » et à « gauche » :

— 4 voyants et une clé « antenne », assurant la signalisation entre la cabine de programme et les cabines de prise de son à asservir (fig. 7).

— 1 voyant indiquant que la position « droite ou gauche » est enclenchée. Ce voyant peut être multiplié sur un tableau général lumineux qui définira à tout moment, la position de travail des sources de modulation.

— 1 bouton-poussoir qui permet en fin d'utilisation d'une console de prise de son de libérer les relais de commutation qui la connectaient à la console de programme.

La manipulation opératoire est la suivante :

Si l'opérateur doit enchaîner 2 prises de son provenant de 2 sources de son X et Y qui sont repérées chacune par un numéro d'appel à 2 chiffres par exemple 15 pour X et 25 pour Y (notons en plus que l'écran sonore de la consolette de programme est repéré par le chiffre 35) :

— il placera la clé du milieu sur la position droite.

— il composera sur le cadran le numéro d'appel 15 de la cabine X correspondant au premier programme. Si la cabine X est disponible, la lampe voyant « enclenché » de droite s'allumera et ce signal lui indiquera à la fois que la cabine X est libre et que sa ligne de son est connectée sur le secteur « droite » du mélangeur tandis que son dispositif de signalisation répond au groupe de « droite » du coffret. Dans ces conditions il n'a qu'à utiliser le groupe de signalisation correspondant pour appeler l'opérateur de la console X.

Ces opérations étant terminées le programme de X passe en modulation sur la ligne.

Pendant que ce Programme « passe », sous son contrôle, l'opérateur peut en plaçant la clé du milieu sur « gauche » appeler la cabine Y en composant le chiffre 25 sur le cadran d'appel.

Si la lampe voyant, « enclenché » de gauche s'allume, cela lui indique que la cabine Y est connectée en modulation sur l'entrée gauche du mélangeur et que son dispositif de signalisation répond au groupe de gauche.

Il peut alors, transmettre ses signaux à la cabine Y et même écouter une répétition du programme sur son dispositif de contrôle acoustique en plaçant le bouton d'écoute sur voie gauche.

Lorsque le programme de X sera terminé, il en sera prévenu par la lampe voyant « fin » de droite et si la cabine Y lui a transmis le signal « prêt » il pourra enchaîner la modulation en « fondu » en tournant le bouton du mélangeur de droite à gauche.

En appuyant sur le bouton « fin » du groupe de droite il libérera la cabine X et pourra enclencher une nouvelle cabine de son sur la position droite.

On peut alors remarquer que puisque la consolette de Programme peut faire office d'Ecran sonore, l'opérateur pourra l'utiliser pour faire des annonces, passer des enregistrements ou des retransmissions.

Il n'aura dans ce cas qu'à composer sur le cadran le chiffre 35 pour connecter sur l'une des entrées du mélangeur la ligne de l'écran sonore dont il dispose.

Cette possibilité permet donc de grouper les deux fonctions : « Prise de son » et « Programme » sous le contrôle d'un même opérateur.

48 — Dispositif de commande automatique

Il est constitué par plusieurs groupes de relais :

a) *Groupe de relais-sélecteur*, obéissant aux impulsions du cadran d'appel semblable à un dispositif de téléphone automatique mais cependant plus simple.

b) *Groupe de relais de modulation*, constituant la grille de répartition des sources de modulation sur les cabines de programme.

c) *Groupe de relais de signalisation*, semblable au groupe b), mais bouclant les circuits de signalisation des consoles de prise de son sur le coffret de commande d'une console de programme.

La (fig. 15) représente le châssis portant les différents groupes de relais nécessaires à l'inter-connexion automatique de 10 consoles de prises de son sur 3 cabines de programme.

Hauteur	1,80 m
Largeur	0,70 m
Profondeur	0,20 m

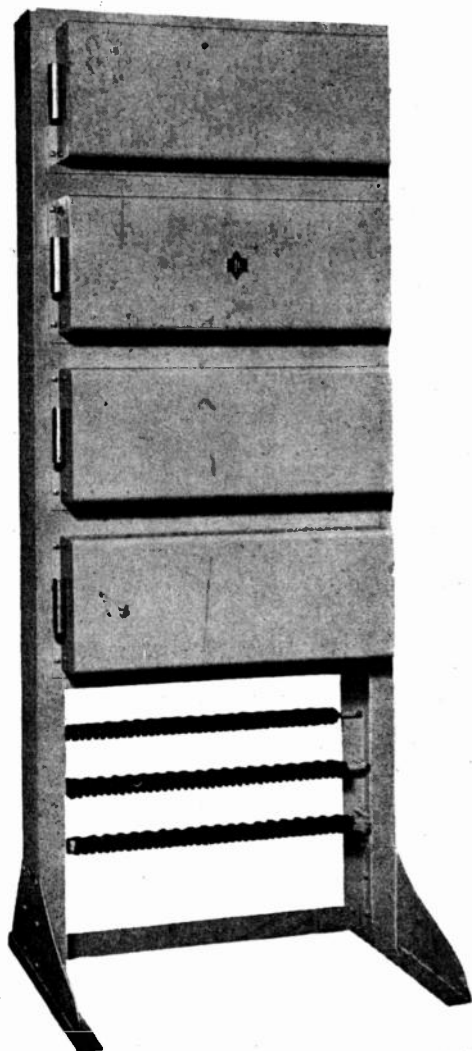


FIG. 15. — Châssis de relais de commutation automatique.

Tous les groupes de relais sont sous capots étanches ; ces capots se déboîtent facilement pour permettre un accès facile aux relais.

49 — Amplificateurs de salle technique

Pour compléter le dispositif de transmission des modulations vers un émetteur, nous avons créé deux types d'amplificateurs de ligne utilisables comme séparateurs pour multiplier la modulation sur divers câbles transportant la modulation vers un émetteur ou vers un centre d'écoute.

Ces deux types d'amplificateurs sont identiques comme présentation et montage :

- l'amplificateur de ligne ALC
le séparateur d'écoute
- l'amplificateur de puissance PHC
le séparateur de ligne

Les groupes d'amplificateurs peuvent être montés dans un châssis consolette dont le panneau avant portera les atténuateurs d'entrée de chaque amplificateur et un Vu-mètre de contrôle commutable sur les entrées et sorties.

Les caractéristiques techniques de ces amplificateurs sont :

Séparateur de ligne :

Impédance d'entrée	15 000 ohms
Impédance de sortie	30 à 100 ohms
Impédance de charge	600 ohms
Gain	15 décibels ± 1 dB
Atténuateur d'entrée	20 décibels
Niveau de sortie max.	+ 22 décibels sur 600 ohms

Distorsion harmonique pour
un niveau de + 22 décibels inférieure à 0,5 %
de 50 à 7 500 c/s

Distorsion de fréquence ± 1 dB de 20 à 20 000 c/s

Chauffage sous 6 V alternatif

Lampes = 4 du type PM 07

Bruit de fond = — 65 décibels au-dessous du niveau
+ 20 décibels.

Séparateur d'écoute :

Impédance d'entrée	10 000 ohms
Impédance de sortie	100 ohms ± 15 %
Impédance de charge	200 ou 600 ohms (600 ohms en désadapté) pouvant être adaptés sur demande à 50 ohms.

Gain = 8 décibels ± 1 dB sur 600 ohms

Atténuateur d'entrée 20 décibels

Niveau de sortie max. + 12 dB + 600 ohms

Distorsion harmonique pour un niveau de + 12 décibels sur 600 ohms :

inférieure à 1 % de 50 à 7 500 pps.

Distorsion de fréquence : ± 1 dB de 20 à 20 000 c/s

Chauffage : sous 6 V alternatifs

Lampes : 2 du type PM 07

Bruit de fond : — 65 décibels au-dessous du niveau
+ 12 décibels.

V — CONCLUSIONS

La S.F.R. après avoir examiné de façon approfondie les différentes méthodes d'exploitation des studios en a dégagé les principes susceptibles de conduire au meilleur rendement du personnel et du matériel.

La recherche de la meilleure productivité lui a permis de mettre au point un groupement de consolettes dont les performances techniques sont équi-

valentes ou supérieures à celles des meilleurs matériels français ou étrangers.

Le montage des consolettes de différents modèles a été réalisé dans un même type de châssis dont la conception se prête à une fabrication économique, même en série d'importance relativement réduite.

La répartition des organes présente en outre une certaine souplesse grâce à laquelle il est possible de composer des ensembles répondant exactement aux demandes de la clientèle sans entraîner pour cela des mises au point particulières, qui, généralement bouleversent les conditions d'exécution entraînant de ce fait une augmentation importante des prix de revient.

La concentration en un même meuble des éléments d'amplification et de mélange réduit les dimensions des locaux nécessaires à l'exploitation, évite des liaisons coûteuses par caniveaux diminue les délais d'installation rend les ensembles plus amovibles et concentre tous les organes de commande entre les mains d'un opérateur qui peut assurer seul les différentes manœuvres.

La standardisation d'une même technique appliquée aux différents groupes réduit les stocks de rechange et permet l'adaptation immédiate des opérateurs aux différents postes.

Le nombre total de techniciens nécessaires se trouve d'autre part réduit par la conception du schéma général d'exploitation.

Enfin, grâce à la souplesse de conception, le matériel se prête aisément, dans les domaines de l'enregistreur sonore et de la reproduction, soit à une extension de ses possibilités par adjonction de correcteurs et filtres, soit à une extension éventuelle du centre basse-fréquence.

ANNEXE

Pour donner satisfaction à certains désirs exprimés par les exploitants, la S.F.R. développe actuellement un groupe de Consolettes dont les caractéristiques sont les suivantes :

1° Le niveau de sortie de l'amplificateur de ligne est porté à + 18 décibels sur 600 ohms avec une distorsion inférieure à 0,5 % de 50 à 7 500 c/s.

2° Le volume des différents amplificateurs a été très réduit, ce qui permet de grouper dans un châssis, de dimensions sensiblement égales au matériel précédemment décrit :

10 préamplificateurs (dont 8 de voies),
et 2 amplificateurs de ligne (dont 1 de secours).

3° Les atténuateurs de voie sont à faible impédance ; ils peuvent, par le jeu d'une clé, être utilisés soit à la suite du préamplificateur, soit sur une arrivée de ligne de modulation à niveau élevé (retransmission - Lecteur de disques - Magnétophone).

Cette disposition permet à l'opérateur de « mélanger » 16 sources préparées.

L'amplificateur de ligne de secours est normalement utilisé pour l'écoute préalable des 16 entrées.

Cet amplificateur peut également débiter sur une sortie auxiliaire pour réaliser une chaîne d'écho ou de réinjection. Dans ces cas, le point de branchement de cette voie se fait après l'atténuateur de voie ou l'atténuateur de groupe de voies.

La gamme du matériel comprend :

La Console de Grand Montage à :

8 entrées amplifiées réglables
8 entrées non amplifiées réglables

avec une chaîne d'écoute, de réinjection et d'écho.

La Consolette de prise de son a :

6 entrées amplifiées réglables
6 entrées non amplifiées réglables

avec une chaîne d'écoute.

La Consolette de Programme a :

2 entrées amplifiées réglables
6 entrées non amplifiées réglables
4 entrées non amplifiées et non réglables

avec une chaîne d'écoute.

ACTIVITÉ DU GROUPE DU SUD-EST DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS pendant le 1^{er} Semestre 1952

Le 21 Avril 1952 : Monsieur LOEB, Ingénieur en chef du Centre National d'Etudes des Télécommunications a traité des *servomécanismes non linéaires*. Le conférencier a rappelé d'abord le principe des servomécanismes linéaires et le critérium de Nyquist permettant de déterminer les conditions évitant l'entretien d'oscillations. Mais en fait aucun système n'est rigoureusement linéaire, à cause de l'existence de saturations, de seuils, de jeux, de frottements. Il fallait donc tenter une étude des servomécanismes non linéaires et ici Monsieur LOEB a apporté une contribution très importante à ce problème délicat. La fonction de transfert n'est plus seulement fonction de la fréquence, mais aussi de l'amplitude des oscillations à l'entrée : $A(\omega, x)$. Monsieur LOEB a généralisé le critérium de Nyquist et établi que les oscillations s'amortissent lorsque le point $\omega = -1, x = 0$ est extérieur à la région utilisée dans le plan (ω, x) . S'il y a accrochage, il est possible de déterminer la fréquence et l'amplitude des oscillations. Le conférencier a donné comme exemple le cas d'un moteur et illustré sa conférence par une démonstration remarquable au moyen d'un dispositif à dynamo tachymétrique pour la transmission de la position d'une aiguille sur un cadran : en supprimant les conditions de stabilisation le déplacement de l'aiguille de commande crée une oscillation entretenue de l'aiguille réceptrice.

Le 19 Mai 1952 : Monsieur GRIVET, Professeur à la Sorbonne, a présenté un exposé sur *la résonance magnétique nucléaire et ses applications radioélectriques*. Après avoir défini le moment magnétique nucléaire, notre éminent visiteur a montré comment il était possible de le mettre en évidence. Une aiguille aimantée placée dans un champ magnétique constant auquel on superpose un champ sinusoïdal perpendiculaire offre, une analogie instructive des phénomènes observés avec le noyau à moment magnétique, à cela près que celui-ci est associé à un moment cinétique. Le conférencier a montré un certain nombre de clichés pris dans son Laboratoire et mettant en évidence le phénomène de résonance magnétique ; puis il a montré le prodigieux intérêt de ces expériences pour la mesure

précise des champs magnétiques (à 10^{-5} ou 10^{-6} près), leur application à la stabilisation des champs magnétiques ou des fréquences à la mesure plus précise que par d'autres méthodes d'un bon nombre de constantes physiques (vitesse de la lumière, faraday, rapport e/m pour l'électron, constante de Planck, constante de structure fine).

Monsieur GRIVET avait même apporté l'appareillage nécessaire à l'expérience de résonance magnétique et il a pu montrer une courbe de résonance sur l'écran d'un oscilloscope cathodique.

Le 13 juin 1952 : Monsieur MOLES, du Centre National d'Etudes Radiophoniques, a présenté d'une façon très concrète les grandes lignes de *la théorie de l'information et ses applications radioélectriques*. Le conférencier a envisagé les problèmes surtout sous l'angle particulier des messages sonores. Après avoir défini les « éléments de sensation », il a indiqué quelques lois, de combinaison de ces éléments puis il a insisté sur l'opposition entre « information » imprévisible et « intelligibilité » permettant certaines prévisions. Des démonstrations sonores au moyen de disques réalisés par le conférencier l'ont bien illustrée. Dans la deuxième partie, M. MOLES a établi la distinction entre « information sémantique » et « information esthétique », qui ont des « codes », c'est-à-dire des ensembles de règles pour les messages différents. On peut séparer les deux pour la voix par un écrêtage des signaux : on détruit l'information esthétique, mais conserve plus ou moins l'information sémantique.

Allant plus loin le conférencier a alors montré comment les notions générales relatives à l'information interviennent dans la technique des appareils de mesure. Il a enfin abordé la cybernétique à propos de l'utilisation de l'information, en indiquant les idées générales intervenant dans cette utilisation (simplicité du mécanisme, tropisme, c'est-à-dire direction vers un but, régulation, principe de liberté à propos du passage de l'information à la décision). Le sujet extrêmement vaste ne pouvait donner lieu qu'à quelques indications générales, qui auront cependant ouvert de nouveaux horizons à bien des auditeurs.

LISTE DES NOUVEAUX MEMBRES

MM.	présentés par MM.	MM.	présentés par MM.
BAYOUX Robert, Capitaine de Corvette	PIÉCHAUD et RENARD	MEUNIER Pierre, Ingénieur à la Compagnie générale de T.S.F.	MICHEL et PROVOT
BEGUIN Fernand, Paul, Ingénieur coordina- teur à la General Electric Co.	DE MARE et BURNOT	MICHARD Jean, élève à l'Ecole Nationale Su- périeure des Télécommunications	RIGAL et RENAULT
BEYENS René, Paul, Radioélectricien	RIBS et NEUVILLE	MORA Jean, Agent technique	RIBS et ELIOT
BOUE Pierre, Germain, élève à l'Ecole spécia- le de Mécanique et d'Electricité (section électronique)	FRANÇOIS et BEAUGRAND	MOREAU Georges, élève, à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET et CHRÉTIEU
CHIRON Bernard, Ingénieur diplômé de l'Eco- le Nationale supérieure des Télécommunica- tions	RIGAL et RENAULT	MOREL Roger, Ingénieur en chef de la S.A. M.E.S.	DE MARE et MATRAS
CLOSTRE Pierre, René, Ingénieur E.P.Z.	LAPOSTOLLE et PIC- QUENDAR	NICOL Vincent, Marie, élève à l'E.S.E. (Divi- sion Radio et Electronique)	HERVÉ et HUTTEAU
CYTRIN Ojzer, Ingénieur diplômé de la Facul- té des Sciences de Bordeaux	BYK et GUÉROUT	PAGEL Roland, Ingénieur à la Société L.M.T... QUESNEL André, Georges, Ingénieur à lq Com- pagnie Générale de T.S.F.	CABESSA et POTIER
DAMIANOVITCH Alexandre, Ingénieur E.S.E., Professeur à la Faculté Electrotechnique de Belgrade	BRAILLARD et AUMONT	REVERDY Henri, Directeur technique de la S.F.M.E.	MICHEL et PROVOT
DELAPALME Bernard, Marie, Ingénieur du Génie Maritime	P. DAVID, ALBAGLI	RIOTTE André, Ingénieur à la Cie de Radiolo- gie	CHAMPIGNY et KA- PLAN
DION Jacques, François, élève à l'Ecole spé- ciale de Mécan. et d'Elec. (section Radio).	FRANÇOIS et BEAU- GRAND	SAGNARD François, Régis, élève à l'Ecole spé- ciale de Mécanique et d'Electricité	KLEIN et LABROUSSE
DUREL Jean-Pierre, Paul, élève à l'Ecole Spéciale de Mécanique et d'Electricité	FRANÇOIS et BEAUGRAND	SHROFF Arvind, élève à l'Ecole spéciale de Mécanique et d'Electricité	PARODI et BEAUGRAND
FELICI Noël, Professeur à l'Institut Fourier de Grenoble	LESCHI DE MARE	SOCIÉTÉ Industrielle des Nouvelles Techniques Radioélectriques	KLEIN et FRANÇOIS
FINIDORI Marc, élève à l'Ecole Centrale de T.S.F.	QUINET et CHRÉTIEU	THUE Marcel, Ingénieur des P.T.T.	BESSON et BÉDOURA
GUERIAUX Pierre, Paul, élève à l'Ecole Cen- trale de T.S.F.	QUINET et CHRÉTIEU	TUTTLE David, Ingénieur et Professeur à l'Uni- versity de Stanford	LIBOIS et DOCKÈS
GUIEYSSE Louis, Ingénieur du Génie Maritime.	DAUPHIN et HUTTEAU	VALLANTIN Bernard, René, Ingénieur à la Cie générale de T.S.F.	MATRAS et ESCULIER
HATEM Georges, élève à l'Ecole Nationale des Télécommunications	RIGAL et RENAULT	VENTURA Elio, Ingénieur-Radioélectricien	WARNECKE et GUÉ- NARD
HAYM Jean-Paul, Ingénieur à la Compagnie Générale de Radiologie	KLEIN et LAROUSSE	VERGEZ Pierre, Eugène, élève Ingénieur à l'Eco- le spéciale de Mécanique et d'Electricité	FUAT TOKAD et OZEL AHMET
LE FUR Bernard, élève à l'E.S.E. (Division Radio et Electronique)	DAUPHIN et LEVA- DOUX	Melle. VERTONGEN Simone	BEAUGRAND et FRAN- ÇOIS
LE LAN Guy, Agent technique à la C.S.F.	POINSARD et NIVOCHÉ	MM. VINCK Jean-Claude, élève à l'Ecole Spé- ciale de Mécanique et d'Electricité	GUÉNARD et BERTÉ- ROTTIÈRE
LIGONNIÈRE Georges, Ingénieur CNAM	LORILLON et DORMONT	WEISER Georges, Bernard, élève à l'E.S.E. (Division Radio et Electronique)	KLEIN et H. PARODI
LORIN Guy, Emile, Ingénieur, Administrateur Dr général de la S.A.M.E.S.	DE MARE et LESCHI		DAUPHIN et HERVÉ

VOCABULAIRE TECHNIQUE (*)

Amplificateur ecrêteur. — Montage dans lequel on utilise la non-linéarité des caractéristiques des tubes pour transformer un signal sinusoïdal en signal sensiblement rectangulaire (en anglais : *overdriven amplifier*).

Inverseur-levier (appelé aussi *inverseur de polarité à contre-réaction*). — Amplificateur aperiodique à contre-réaction par résistance dans lequel les variations instantanées des tensions d'entrée et de sortie sont de signes contraires et proportionnelles dans un rapport constant fixé par la résistance de contre-réaction et la résistance interne de la source (en anglais : *see-saw*).

Auto-élévateur cathodique. — Amplificateur à résistances, à sortie cathodique, dans lequel la tension d'entrée est appliquée entre la grille et la cathode. Il a un facteur d'amplification supérieur à l'unité et ne renverse pas la polarité des signaux (en anglais : *Bootstrap*).

Oscillateur à blocage. — Générateur d'impulsions unidirectionnelles qui présente la particularité de se bloquer automatiquement dès qu'il a fourni une impulsion. La période de répétition des impulsions peut être déterminée soit par les caractéristiques de l'oscillateur (oscillateur à blocage autonome), soit par une impulsion de déclenchement (oscillateur à blocage asservi) en anglais : *blocking oscillator*).

Basculeur. — Montage comportant un ou plusieurs tubes électroniques et possédant deux états d'équilibre.

Basculeur indifférent. — Basculeur possédant deux états d'équilibre stables. Il passe de l'un à l'autre sous l'influence d'un signal extérieur et ne revient au premier que sous l'influence d'un second signal.

Basculeur monostable. — Basculeur possédant un état d'équilibre stable et un état d'équilibre instable. Il passe de l'état stable à l'état instable sous l'influence d'un signal extérieur et revient spontanément à l'état stable dès la disparition de celui-ci.

Basculeur monostable différé. — Basculeur possédant un état stable et un état quasi-stable. Sous l'influence d'un signal extérieur, il passe de l'état stable à l'état quasi-stable et reste à celui-ci, après la disparition du signal, pendant un temps déterminé par les caractéristiques des circuits. Il revient ensuite spontanément à l'état stable. En anglais : *Flip-Flop, one shot multivibrator* ou *one kick multivibrator*).

Autobasculeur. — Basculeur possédant deux états quasi-stables ou instables, passant spontanément et alternativement de l'un à l'autre et produisant des oscillations de relaxation qui peuvent être éventuellement synchronisées par un signal extérieur.

Multivibrateur. — Montage particulier d'autobasculeur.

Intégrateur de Miller. — Montage à contre-réaction par liaison capacitive entre plaque et grille de commande dans lequel la tension de sortie est proportionnelle à la fonction intégrale de la tension d'entrée par rapport au temps.

Basculeur transitron. — Basculeur monostable ou autobasculeur dans lequel on fait débiter alternativement le circuit de plaque et le circuit d'écran d'un tube pentode, par le jeu de la tension de la grille d'arrêt. Exemple : transitron à couplage capacitif écran-grille d'arrêt, transitron à résistance cathodique...

Transitron intégrateur. — Basculeur monostable ou autobasculeur comportant la combinaison d'un montage transitron et de la contre-réaction de Miller. On distingue :

a) **Transitron intégrateur à couplage d'écran ou phantastron à couplage d'écran.** — Transitron intégrateur à couplage par capacité entre écran et grille d'arrêt (appelé par les anglais : *Miller transitron*, par les Américains : *Screen coupled phantastron*);

b) **Transitron intégrateur à couplage cathodique ou phantastron à couplage cathodique.** — Transitron intégrateur dans lequel l'effet transitron est obtenu par une résistance dans le circuit de cathode (appelé par les Anglais : *Phantastron*, par les Américains : *Cathode coupled phantastron*);

Sanatron. — Montage à deux étages comportant un amplificateur suivi d'un phantastron à couplage d'écran, souvent réalisé à l'aide d'un seul tube.

Sanaphant. — Montage analogue au sanatron, mais dans lequel l'étage phantastron est du type à couplage cathodique.

Déclencheur (d'Impulsions). — Etage fournissant des impulsions de puissance relativement faible destinées à amorcer le fonctionnement d'un générateur d'impulsions ou de radioimpulsions (en anglais : *trigger*).

Conformateur (d'Impulsions). — Montage destiné à donner à une impulsion une forme déterminée (en anglais : *pulse shaper*).

Sectionneur (de signal). — Dispositif destiné à isoler la partie d'un signal comprise entre deux niveaux déterminés (en anglais : *licer*).

Régénérateur de composante continue. — Montage particulier permettant de réaliser le calage de la base d'un signal sur le niveau zéro (en anglais : *D-C Restorer*).

Sélecteur d'impulsions. — Dispositif laissant passer exclusivement les impulsions dont un paramètre caractéristique déterminé est compris entre certaines valeurs données. Exemple : sélecteur d'amplitude, de durée, de position.

Codeur. — Montage permettant de réaliser, en partant d'un signal déterminé, des impulsions codées.

Décodeur. — Montage permettant de reconstituer un signal en partant d'impulsions codées.

Convertisseur de modulation. — Montage permettant d'assurer une conversion de modulation.

Ligne de retard. — Ligne, ou dispositif équivalent, provoquant, sans distorsion, un retard de propagation.

(*) Conf. *Onde Electrique*, N° 300, de Mars 1952.

SAVEZ-VOUS QUE

notre expérience de vingt ans comme importateur, notre liaison constante et directe avec les constructeurs américains, nous permet de livrer régulièrement tous les appareils de mesures américains des plus grandes marques dans tous les domaines...



Oscillographe HF type 303
AGENT GÉNÉRAL ET EXCLUSIF

ETABLISSEMENTS
RADIOPHON
50, Rue du Faubourg-Poissonnière, PARIS (10°)
Tél. - PROVINCE 52.03, 52.04

4g PUBLÉDITEC-DOMENACH

LE

MATÉRIEL DE QUALITÉ N°29

MATÉRIEL CATALOGUE
Catalogue n° 104
Transformateurs, Selfs, Tourne-Disques
Correcteur Universel etc...

Catalogue n° 202
Appareils de Mesures
Tous Appareils d'Enregistrement Magnétique

MATÉRIEL SUR COMMANDE

Toutes pièces détachées spéciales : Transformateurs, Selfs, Atténuateurs etc... Filtres d'Octaves, de 1/2 Octaves, de 1/3 d'Octaves. Filtres passe bas, passe haut et passe bande. Consolette de prise de sons à 6 entrées. Valise de radio reportage. Dispositif de secret téléphonique. Installation de télégraphie harmonique.

LABORATOIRE INDUSTRIEL D'ÉLECTRICITÉ
41, R. Emile ZOLA, MONTREUIL SOUS BOIS (Seine)
(Avron 39-20)

CATALOGUE, TARIFS, DEVIS SUR DEMANDE

" PUBLI-COIRAT 1952-1 "

PUBL. RAPHY

TRANSFORMATEURS
DÉLAIS RÉDUITS
SPÉCIAUX
VOLTAM

132, Rue du Faubourg St-Denis, PARIS 10° - NOR. 96-84



TOURNE-DISQUES 3 vitesses
LECTEURS DE DISQUES
HAUTE FIDÉLITÉ

MATÉRIEL AMATEUR ET PROFESSIONNEL

P. CLEMENT

108, rue de la Jarry, VINCENNES (Seine) - Dau. 35-62
FOURNISSEUR de la RADIODIFFUSION FRANÇAISE

PUBL. RAPHY

Condensateurs au Mica
sous gaine céramique étanche

(conforme aux normes C C T U)



Grandeur nature



André SERF
127, Faubourg du Temple
PARIS (10°) Nor 10.17

Pour la Belgique :
M. Robert DEFOSSEZ, 13, rue de la Madeleine, BRUXELLES

PUBL RAPHY

V.L.F. - V.H.F. - .U.H.F. - S.H.F.



Pièces miniatures et tropicalisées - Passages étanches verre-kovar - Diodes germanium et silicium - Thermistors, potentiomètres et résistances A-B, etc... Tubes cathodiques multigun, tubes subminiatures, Condensateurs céramiques, appareils de mesures, etc...

BUREAU DE LIAISON
72, Champs-Élysées - Tél. : BALzac 61-65

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN

FRANCE 2000 F

ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON

40, Rue de Seine — PARIS (6^e)

C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :

200 francs

Vol. XXXII

NOVEMBRE 1952

Numéro 308

SOMMAIRE

	Pages
Les servomécanismes non-linéaires J. LOEB	431
Détermination du nombre de lignes à adopter pour un système de télévision en fonction de la grandeur de l'écran de réception P. STROOBANTS	438
Les récepteurs de bruits radioélectriques :	
I. Mesure des températures au moyen du rayonnement thermique en hyperfréquences J. L. STEINBERG	445
Calcul d'un amplificateur de puissance pour un moteur à courant continu J. ZAKHEIM	455
Les compteurs arithmétiques d'impulsions A. DAUPHIN	459
Le deuxième Salon de la Télévision M.A.	464

Sur la couverture :

Vue partielle d'un des laboratoires du département "Tubes à vide" de la Radio Industrie
Fabrication des analyseurs d'images

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.

† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.

P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.

J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.

† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.

La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;

2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;

3^o Visites de diverses installations radioélectriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;

4^o Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse)

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

1^o Membres titulaires, particuliers 1 600 F.
— sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré
25 000 F. } de la société
ou 50 000 F. } ou collectivité

2^o Membres titulaires, âgés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 800 F.

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.

3^o Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.

4^o Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.

5^o Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

- MM.
- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
- 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
- 1924 R. de VALBREUZE, Ingénieur.
- 1925 † J.-B. POMFY, Inspecteur Général des P.T. T.
- 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
- 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
- 1928 Ch. MACRAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris
- 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
- 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
- 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
- 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
- 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
- 1934 Ed. PICAULT, Directeur du Service de la T. S. F.
- 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
- 1936 † R. JOUAST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
- 1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
- 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
- 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
- 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
- 1945 L. BOUTILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
- 1946 R.P. P. LEJAY, Membre de l'Institut.
- 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
- 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
- 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
- 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
- 1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.

Président désigné pour 1953 :

M. P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.

Vice-Présidents :

MM. B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.
R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.
R. AUBERT, Directeur général adjoint de la S. F. R.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.

Secrétaires :

MM. J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.
H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.
G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOT.	M. LAPOSTOLLE.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MALLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN.	M. CHARLET.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M ^{me} COURTILLOT. M. LARGUIER.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSEIGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble.

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

● Un congrès international d'acoustique se tiendra à DELFT (Pays-Bas) du 15 au 23 juin 1953 (pour tout renseignement, s'adresser à M. de Lange, Secrétaire, Mijnbouwplein 12 à Delft).

● Un congrès international d'oto-rhyno-laryngologie se tiendra à AMSTERDAM (Pays-Bas) du 8 au 15 juin 1953 (pour tout renseignement, s'adresser à M. W. H. Strubben, Secrétaire, Viottastreet 1 à Amsterdam).

● Les prochaines réunions du G.A.L.F. auront lieu à Paris en janvier 1953 et vraisemblablement à Turin en avril 1953. Les personnes qui désireraient présenter des communications à ces diverses réunions, sont priées de le faire savoir au Secrétariat dès que possible.

● L'Union Radio-Scientifique Internationale (U.R.S.I.) a tenu son Assemblée Générale à SYDNEY (Australie) au mois d'août dernier.

Un grand nombre de rapports ont été présentés et discutés dans les diverses Commissions, sur : les Mesures (Commission I), la Propagation Troposphérique (Commission II) et Ionosphérique (Commission III), les Parasites Atmosphériques (Commission IV), la Radio-Astronomie (Commission V), les Circuits, les Antennes et la Théorie de l'Information (Commission VI) et enfin l'électronique (Commission VII).

Les Membres de la Délégation Française feront prochainement, devant la Société des Radioélectriciens, un résumé de ces intéressants travaux, lequel sera publié dans « *L'Onde Electrique* » au début de 1953.

En attendant, nous sommes heureux de signaler que lors du renouvellement du bureau de l'U.R.S.I. notre ancien Président, le R.P. Pierre LEJAY, Membre de l'Institut, Directeur du Bureau Ionosphérique Français, a été élu Président de l'U.R.S.I. en remplacement de sir Edouard APPLETON ; et qu'un autre français, M. Marius LAFFINEUR, a été élu Président International de la Commission V (Radio-Astronomie).

DEMANDE D'EMPLOI

0.22. — Ingénieur Radio E.S.E. cherche travaux pouvant s'effectuer à domicile : traductions anglaises, électronique, physique nucléaire, projets. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.23. — Ingénieur ESME, certificats de licence, 26 ans, nat. Britannique. Cherche situation dans hyperfréquences de préférence. Ecrire à la Société qui transmettra.

OFFRE D'EMPLOI

0.24. — Studio de synchronisation Paris, cherche Ingénieur d'entretien. Excellente connaissance circuits amplificateurs, égaliseurs, machines d'enregistrement indispensable. Ecrire à la Société qui transmettra.

RÉSUMÉS DES ARTICLES

LES SERVOMÉCANISMES NON LINÉAIRES, par J. LOEB, Chef du département « Télécommande et contre-mesures » du Centre National d'Etudes des Télécommunications Onde Electrique de Novembre 1952, (pages 431 à 437).

L'auteur examine les diverses limitations apportées à la théorie linéaire des servomécanismes par les seuils, saturations, jeu des engrenages, frottements de Coulomb, etc..., et il souligne l'intérêt des solutions volontairement non-linéaires, telles que l'usage des relais.

Après avoir esquissé des méthodes générales connues, il montre que des résultats pratiques n'ont pu être obtenus qu'en restreignant la généralité de l'étude.

Il expose les théories des systèmes à relais « filtrés » établies indépendamment par MM. DUTILH en France et KOCHENBURGER aux U.S.A.

L'auteur propose enfin deux nouveaux critères pouvant s'appliquer à tous les servomécanismes filtrés, quelle que soit la non-linéarité (seuil, saturation, phénomènes « héréditaires »). Le premier permet de prévoir la possibilité d'amorçage d'oscillations. Il admet comme cas particulier ceux de Nyquist et de Kochenburger. Le second permet de savoir si les oscillations ainsi prévues seront stables ou non.

DETERMINATION DU NOMBRE DE LIGNES A ADOPTER POUR UN SYSTÈME DE TÉLÉVISION EN FONCTION DE LA GRANDEUR DE L'ÉCRAN DE RÉCEPTION, par P. STROOBANTS, Ingénieur E.M. - A.I.Br. Onde Electrique de Novembre 1952 (pages 438 à 444).

La qualité des images de télévision dépend de nombreux facteurs. Parmi ceux-ci, seule la finesse verticale des images ne peut pas bénéficier d'améliorations sensibles provenant de l'évolution de la technique, car elle est déterminée avant tout, par le choix du nombre de lignes.

On pourrait choisir pour ce dernier un nombre qui donne une finesse équivalente à celle qu'on obtient avec des projections de bons films de 35 mm. Cependant cela nous conduirait à adopter un nombre de lignes trop élevé pour une exploitation économique.

L'auteur a par conséquent, adopté un autre critère de définition et ceci l'a conduit à une finesse « raisonnable » qui correspond à un nombre de lignes tel que ces lignes ne sont pas visibles sur l'écran à la distance normale à laquelle on se place d'un écran de dimensions données.

Cela lui a permis de trouver la loi qui relie le nombre de lignes qu'il faut adopter pour un système de télévision au diamètre du tube cathodique de réception.

Les conclusions qui s'imposent mettent en évidence que le système à 819 lignes n'est qu'un compromis entre la qualité et l'économie.

LES RÉCEPTEURS DE BRUITS RADIOÉLECTRIQUES : MESURE DES TEMPÉRATURES AU MOYEN DU RAYONNEMENT THERMIQUE EN HYPERFRÉQUENCES, par J. L. STEINBERG, Ingénieur Docteur, Docteur es Sciences, Maître de Recherches au C.N.R.S. Onde Electrique de Novembre 1952 (pages 445 à 454).

Après avoir mis en évidence les différences qui existent entre les récepteurs de signaux et les récepteurs de bruits (par exemple pour applications radioastronomiques) on analyse les conditions qui permettent d'obtenir la meilleure sensibilité sur la mesure de température. On étudie notamment les relations entre le facteur de bruit et la largeur de bande, l'influence des pertes dans la ligne d'antenne, du choix des tubes et de l'appareil de mesure de sortie.

CALCUL D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR UN MOTEUR A COURANT CONTINU, par J. ZAKHEIM, Ingénieur de recherches à l'ONERA. Onde Electrique de Novembre 1952 (pages 455 à 458).

Les servo-mécanismes de faible puissance trouvent actuellement des applications de plus en plus nombreuses aussi bien dans le domaine industriel que dans celui de la recherche scientifique. La plupart d'entre eux font appel à des amplificateurs électroniques pour la commande des moteurs.

Il importe de dimensionner les étages de puissances de ces amplificateurs de manière à assurer les conditions de fonctionnement les plus économiques.

L'auteur expose une méthode de calcul qui, à partir des données du problème (couple et puissance utiles), permet de déterminer très rapidement le régime le plus économique à imposer aux tubes de l'amplificateur électronique.

LES COMPTEURS ARITHMÉTIQUES D'IMPULSIONS, par A. DAUPHIN, Directeur des Etudes de la Division Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E. Onde Electrique de Novembre 1952 (pages 459 à 463).

Le but de cet exposé qui entre dans le cadre de travaux de la 7^e section de la Société des Radioélectriciens, est de présenter une étude documentaire de la technique des compteurs électroniques d'impulsions.

Après avoir posé le problème, nous nous proposons de faire une synthèse des solutions et des réalisations connues et publiées dans la littérature technique. Nous signalerons les tendances qui se dégagent des publications récentes.

L'étude sera limitée aux compteurs arithmétiques ; la technique des compteurs de moyenne et des dispositifs à mémoire ne sera pas traitée.

PAPERS SUMMARIES

DESIGN OF A POWER-AMPLIFIER FOR A D.C. MOTOR, by J. ZAKHEIM, *Ingénieur de recherches à l'ONERA*. *Onde Electrique*, November 1952 (pages 455 to 458).

Low-power servomechanisms are nowadays finding more and more applications in industry as well as in scientific research. Many of the applications call for valve amplifiers for the control of motors.

The power stages in these amplifiers ought to be designed to provide the most economical working conditions.

The author sets out as design method in which, given the basic details of the problem (the torque and the effective power), the most economic working condition for the valves in the electronic amplifier can readily be determined.

PULSE-COUNTING MECHANISMS, by A. DAUPHIN, *Directeur des Etudes de la Division Radioélectricité et Electronique de l'E.S.E.* *Onde Electrique*, November 1952 (pages 459 à 463).

The aim of this review, which falls within the field of operations of the 7th section of the Société des Radioélectriciens, is to provide a summary on the technique of electronic pulse-counting mechanisms.

After having explained the problem it is our intention to give an account of solutions which have become generally known and which have been published in the technical press. We shall draw attention to the trends which have become apparent in recent published material.

The account will be confined to arithmetical counters; the technique of other types of counters and of memory-storage devices will not be dealt with.

NON-LINEAR SERVOMECHANISMS, by J. LOEB, *Chef du département « Télécommande et contre-mesures » du Centre National d'Etudes des Télécommunications*. *Onde Electrique*, November 1952 (pages 431 to 437).

The author examines the various limits which are set to the linear theory of servomechanisms by such factors as saturation, thresholds, back-lash in gears, and striction, and he calls attention to the importance of systems which are deliberately non-linear such as those using relays.

After having sketched various well-known methods he shows that useful results have been obtained only by restricting the scope of the examination. The author sets out the theory of « filtered » systems using relays, as developed independently by DUTILH in France and KOCHENBURGER in the U.S.A.

Finally the author establishes two new criteria applicable to all « filtered » servomechanisms, whatever may be the nature of the non-linearity involved (threshold, saturation, « hereditary » phenomena). The first criterion allows the possibility of hunting to be predicted and includes, as special cases those of Nyquist and Kochenburger. The second criterion makes it possible to say whether the oscillations so predicted will be stable or not.

CHOICE OF THE NUMBER OF LINES FOR A TELEVISION SYSTEM AS A FUNCTION OF SCREEN SIZE AT THE RECEIVER, by P. STROOBANTS, *Ingénieur civil EM - A.I.Br.* *Onde Electrique*, November 1952 (pages 438 to 444).

The quality of television pictures depends upon many factors. Among them, the vertical definition of the pictures, only, cannot benefit from the considerable improvements in technique, because the vertical definition is determined above all by the choice of the number of lines.

A number could be chosen which would give a definition equal to that obtained in the projection of good 35 mm films. However, that would lead to the choice of a number of lines too high to be economically practicable.

The author has therefore used another criterion, and this has led him to an « acceptable » definition which corresponds to a number of lines such that the lines are not visible at the distance from which one would normally watch a screen of given dimensions.

It has then been possible to arrive at a relationship which connects the number of lines which ought to be used in any television system with the diameter of the cathode ray tube which is used for reception.

The results which follow go to show that the 819-lines system can only be regarded as a compromise between quality and cost.

RECEIVERS FOR RADIO-FREQUENCY NOISE : MEASUREMENT OF TEMPERATURE BY MEANS OF THERMIONIC RADIATION USING HIGH RADIO-FREQUENCIES, by J.L. STEINBERG, *Ingénieur Docteur, Docteur es Sciences, Maître de recherches au CNRS*, *Onde Electrique* November 1952 (pages 445 to 454).

After having set out the differences between receivers designed for signals and receivers designed to pick up noise (for example, as used in radio-astronomy) this account goes on to examine the conditions which lead to the highest sensitivity for the measurement of temperatures. In particular, the account examines the relationship between the noise factor and the bandwidth, the effect of losses in the aerial system, the choice of valves, and the choice of output measuring equipment.

LES SERVOMÉCANISMES NON-LINÉAIRES ⁽¹⁾

PAR

J. LOEB

*Ingénieur en Chef des Télécommunications
Chef du Département « Télécommande et Contre-Mesures »
du Centre National d'Etudes des Télécommunications*

1. INTRODUCTION

La théorie des Servomécanismes linéaires, ou plutôt la théorie linéaire des Servomécanismes, constitue maintenant un solide corps de doctrine qui a fait ses preuves dans une multitude d'applications. Sans aller jusqu'à prétendre, comme l'a fait un humoriste, que toutes les équations de la Physique sont linéaires et à coefficients constants, les fondateurs de la théorie ont eu recours à cette simplification que la pratique a, dans une large mesure, justifiée.

On peut se demander, cependant, si la parfaite connaissance que l'on a des systèmes dits « linéaires » n'a pas influé sur le développement de la technique, et si des systèmes non linéaires par construction, à savoir par exemple des Servomécanismes à relais, n'ont pas été négligés en raison de la difficulté de leur calcul.

De plus, des Servomécanismes, bien connus dans leur région de fonctionnement proche du repos, peuvent présenter des comportements anormaux (oscillations auto-entretenues par exemple) dès que l'amplitude du mouvement s'accroît. La nécessité s'est donc manifestée assez rapidement d'étendre le champ des investigations aux systèmes dont on ne peut prévoir le comportement au moyen d'équations linéaires à coefficients constants.

1.1. Les Non-linéarités.

1.11. Les saturations.

Aucun système physique ne peut être le siège de phénomènes ayant des amplitudes illimitées. Dans les systèmes utilisant des tubes électroniques, l'amplitude des signaux est limitée par la saturation.

Les moteurs utilisés dans les servomécanismes présentent tous une « saturation de vitesse ». Dans les moteurs à excitation séparée, la force contre-électromotrice ne peut dépasser la tension d'alimentation ; quant aux moteurs-série, leur emploi n'est pas encore dans le domaine pratique. Enfin, les systèmes « tout ou rien » à relais par exemple, donnent une grandeur de sortie (le couple moteur par exemple) indépendante de la tension appliquée aux bornes de l'enroulement du relais, dès que celle-ci a provoqué l'attraction de l'armature.

En conséquence, dans les servomécanismes dits linéaires, il existe tout au plus un domaine de linéarité limité par les saturations. Ce domaine sera d'ailleurs d'autant plus étroit qu'on recherchera une meilleure précision. La figure 1 donne par exemple, dans

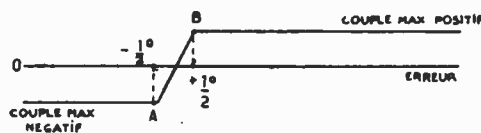


FIG. 1

une télécommande de position par asservissement d'un arbre à l'autre, le couple moteur en fonction de l'écart angulaire :

Il est alors naturel de se demander si la portion linéaire AB de la courbe ne peut pas être remplacée par un segment de verticale. Nous verrons que c'est possible, à condition de tenir compte des seuils.

1.12. Les seuils.

Tout système physique comporte un seuil. Même lorsque l'on ne cherche pas à en obtenir, le bruit finit toujours par dominer le signal d'erreur lorsque ce dernier tend vers zéro. La notion de bruit s'étend d'ailleurs à d'autres phénomènes aléatoires qui, eux aussi, dominent les signaux faibles, à savoir : la dérive du zéro des amplificateurs ou des ponts, l'erreur de mesure sur une grandeur physique à maintenir constante, etc...

En fait, les systèmes dits « linéaires » ne sont susceptibles d'occuper qu'un nombre fini d'états discernables possibles. Les systèmes « tout-ou-rien » ne diffèrent donc pas, en leur essence, de ceux-ci ; ils ne peuvent occuper que deux états d'amplitude, voilà tout.

(Il est d'ailleurs souvent utile, pour faciliter la stabilisation des systèmes à relais, de ménager 2 échelons d'amplitude). On peut se demander si les efforts déployés pour maintenir le caractère linéaire des systèmes électromécaniques (commande des moteurs par thyatron ou par amplidyne, etc...)

(1) Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 8 mars 1952.

ne conduisent pas à des réalisations inutilement poussées en ce qui concerne la théorie de l'Information.

1.13. Les phénomènes héréditaires.

Le mot est de Vito Volterra, et désigne des phénomènes dans lesquels la grandeur physique de sortie est, non plus une fonction de la grandeur d'entrée, mais une *fonctionnelle*. Nous citerons à ce propos les phénomènes d'hystérésis (dans les amplidyne par exemple) le jeu des engrenages, les frottements de Coulomb, etc...

Au lieu de chercher à exprimer la grandeur de sortie y comme une fonction d'une infinité de variables, à savoir toutes les valeurs de la grandeur d'entrée x , il est à la fois plus commode et plus général d'explorer la fonctionnelle en examinant les variations de y en fonction du temps lorsque x est une fonction du temps. Une des préoccupations de l'ingénieur qui construit des servomécanismes est la stabilité. On cherchera donc à analyser les régimes d'oscillation entretenue, dans lesquelles précisément $x(t)$ et par suite $y(t)$ sont des fonctions périodiques du temps.

Les fonctionnelles usuelles $y(x)$ sont très suffisamment et très commodément décrites en supposant que x subit une variation cyclique.

Le diagramme connu d'hystérésis magnétique se retrouve dans les phénomènes suivants :

1.131. *Jeu dans les engrenages.* — Si x est la position angulaire de l'engrenage menant, et y celle de l'engrenage mené, les valeurs de y sont données par le diagramme ABCD de la figure 2.

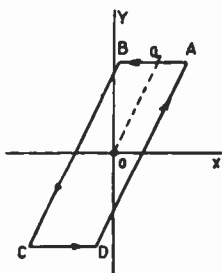


FIG. 2

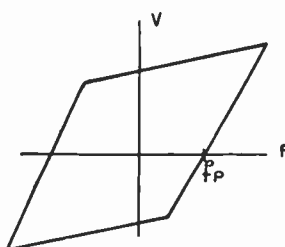


FIG. 3

Ceci n'est valable que lorsque le cycle est amorcé. Le début du mouvement peut en effet avoir lieu alors que les engrenages sont déjà au contact, et le diagramme commence par le segment Oa . C'est ainsi que se présente l'hypothèse, introduite par Vito Volterra, de la non-intervention des états anciens.

1.132. *Frottements de Coulomb.* — On sait avec quelle facilité les auteurs qui traitent des mécanismes « réels » introduisent dans leurs calculs les forces de frottement du type visqueux proportionnelles à la vitesse, qui ont le mérite de donner des équations linéaires.

En fait on rencontre souvent des résistances de frottement sec, ou « de Coulomb ». Dans le cas d'un corps de poids P reposant sur un plan avec un coefficient de frottement f , leur expression mathématique est de la forme :

$$-f P \operatorname{Sgn}(v)$$

où v est la vitesse.

Si l'on suppose que la force est une fonction sinusoïdale du temps et si l'on porte la force en abscisse et la vitesse en ordonnée, on obtient un diagramme semblable à celui de la figure 3, qui ressemble beaucoup à celui de la figure 2.

1.2. Les systèmes non-linéaires « par destination ».

Le souci d'améliorer le rendement des amplificateurs électromécaniques conduit, dans toute une classe d'appareils, à les faire fonctionner en « tout-ou-rien ».

Le circuit d'utilisation d'une triode à vide poussé peut être schématisé par la figure 4 :

La puissance dans la résistance R est réglée par la résistance interne (instantanée) ρ de la lampe. Il n'y a que deux cas où l'amplificateur ne dissipe pas d'énergie : c'est lorsque $\rho = 0$ et $\rho = \infty$. Une commande « progressive » perd dans ce cas, une certaine quantité d'énergie.

Cette circonstance se retrouve dans le cas des embrayages. On connaît maintenant un procédé commode pour commander l'embrayage de 2 systèmes rotatifs à partir d'un courant électrique.

Les deux disques de l'embrayage sont placés dans une enceinte contenant de la poudre de fer supportée par un excipient convenable (huile ou poudre à consistance grasse, telle que graphite ou disulfure de molybdène). Le passage d'un courant dans une bobine excitatrice provoque la « prise » de l'élément magnétique.

Si l'on veut se servir du procédé pour réaliser un système linéaire, donc progressif, on est obligé d'admettre un glissement relatif des disques accompagné de la transmission d'un couple. De cette façon, non seulement on perd de la puissance, mais encore on se trouve aux prises avec de grandes quantités d'énergie dissipées en chaleur, qu'il faut évacuer. Ici encore, on aura intérêt, en ce qui concerne le rendement, à marcher en tout-ou-rien.

L'analyse précédente ne s'applique toutefois pas aux systèmes du type Ward-Léonard ou amplidyne.

En ce qui concerne les systèmes à thyatron la progressivité de la commande n'oblige pas - théoriquement - à une perte de rendement, mais introduit une fréquence porteuse, en général celle du secteur à 50 périodes.

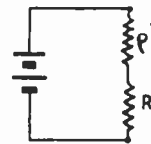


FIG. 4

En définitive, l'amplificateur rêvé sera dans bien des cas le simple relais, imbattable en ce qui concerne le poids, l'encombrement, et le rendement. Les tâches des Ingénieurs en Servomécanismes étaient ainsi les suivantes :

— Étudier les effets des diverses causes de non-linéarité des équations.

— Tirer le meilleur parti des amplificateurs non-linéaires, en commençant par les relais. Ce program-

me a fait l'objet en France d'un très sérieux commencement d'exécution.

2. QUELQUES MÉTHODES MATHÉMATIQUES.

Avant d'exposer les travaux du C.N.E.T. et ceux qui relèvent du même ordre de préoccupations, nous allons donner un bref aperçu des méthodes de calcul connues ou nouvelles s'appliquant aux systèmes non-linéaires.

2.1. Equations non-linéaires du second ordre.

La méthode dite du « plan de phase » créée par Henri Poincaré permet une représentation très intuitive des phénomènes et se prête remarquablement à la solution des problèmes de stabilité [1].

Comme on le sait, une équation différentielle du 2^e ordre peut toujours se décomposer en 2 équations du 1^{er} ordre. Il suffit de poser $\dot{y} = z$, et l'équation se ramène à un système :

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt} = P(y, z) \quad \dot{z} = \frac{dz}{dt} = Q(y, z)$$

Le mouvement du système est représenté par une courbe dans le plan des y, z . La théorie permet de savoir si un point du plan correspond ou non à un état stable. Lorsque le système est susceptible d'osciller en régime entretenu, cela signifie (fig. 5) qu'il

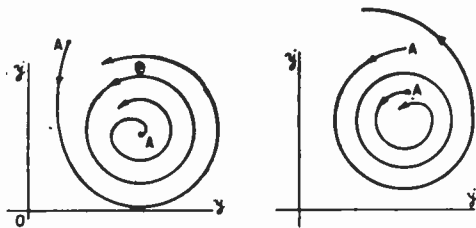


Fig. 5a. — Régime oscillant stable Fig. 5b. — Régime oscillant instable

existe une courbe fermée Γ satisfaisant aux équations. Si le système part d'un état représenté par un point A placé au voisinage de Γ , l'évolution est représentée par une courbe asymptotique à Γ . Le régime oscillant défini par la courbe Γ est stable ou non suivant que les asymptotes, décrites suivant le sens croissant du temps, se rapprochent (5 a) ou s'éloignent (5 b) de Γ .

Plus récemment, M. Van der Pol [2] a décrit et intégré des équations différentielles du 2^e ordre non-linéaires qui se prêtent remarquablement à l'étude de phénomènes essentiellement non-linéaires tels que les phénomènes de relaxation. Ces belles méthodes ne peuvent malheureusement pas, du moins à notre connaissance, être étendues aux problèmes qui mettent en jeu des équations d'ordre supérieur au second. Or les problèmes pratiques conduisent presque toujours à des équations d'un ordre élevé, allant couramment jusqu'à 8 ou 10. On n'imagine pas d'« hyperespace des phases » à 7 dimensions, où les trajectoires seraient classées d'après leurs propriétés topologiques !

2.2. Les méthodes globales.

Ne pouvant calculer en détail l'évolution de systèmes aussi compliqués, on a cherché à trouver des lois générales, analogues à des intégrales premières. Au cours du récent congrès de Cranfield, deux directions ont pu être distinguées.

2.21. *Le Métabolisme* (communication de MM. UTTLEY et HAMMOND [3]). Ce terme, que nous empruntons au langage médical, désigne le bilan des échanges énergétiques.

Comme nous recherchons toujours les régimes d'oscillation entretenue, nous pouvons dire que de tels régimes correspondent à l'égalité entre l'énergie consommée dans les résistances passives, et l'énergie fournie par les sources, au cours d'une période.

Nous pouvons ajouter à cette suggestion une autre suggestion. L'examen de ce bilan permettrait peut-être de prévoir la stabilité ou l'instabilité du régime. On cherchera par exemple, en appliquant des forces supplémentaires, à faire décrire au système un cycle fermé très voisin du cycle étudié, correspondant à des amplitudes plus grandes ou plus petites. Si le régime étudié est stable on peut penser que le travail fourni par les forces supplémentaires au cours du cycle est positif, et, s'il est instable que ce travail est négatif.

2.22. Le Contenu et Co-contenu.

MM. CHERRY et MILLER [4] ont proposé, au congrès de Cranfield, une représentation globale des propriétés d'un système non-linéaire au moyen d'un graphique nouveau. La figure 6 donne par exemple la représentation d'un circuit en pont. On a porté en abscisses les intensités et en ordonnées les voltages :

Si les éléments 1, 2, 3, 4, 5 sont simplement des résistances, la figure 6 b se dilate par homothétie

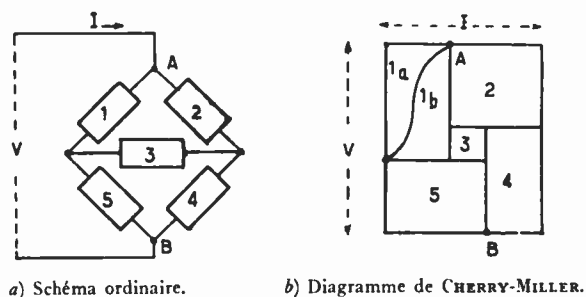


Fig. 6. — Pont à éléments non linéaires

si on applique entre A et B une tension V croissant progressivement depuis zéro. S'il y a des éléments non-linéaires, les rectangles se déforment, mais la configuration atteinte pour un voltage V ne dépend que de ce voltage (à condition qu'il n'y ait pas de phénomènes héréditaires).

On a tracé sur le rectangle de la figure 6 b correspondant à l'élément 1 une courbe représentant la loi de variation de i en fonction de v . Les aires marquées 1 a et 1 b sont respectivement égales à :

$$\int v \, di \quad \text{et} \quad \int i \, dv$$

La première est appelée « Content », (en français contenu) et la deuxième est appelée « co content ». Ces intégrales ne dépendent pas des états intermédiaires.

Les auteurs ont complété cet exposé par des théories relatives au flux, à la force magnétomotrice, et à la linéarisation du problème dans le cas de petits déplacements.

Si les applications pratiques de cette théorie n'apparaissent pas encore, il n'en reste pas moins qu'on possède là un moyen de décrire les caractéristiques globales d'un système non-linéaire, et que les développements de cette tentative devront être suivis avec curiosité et intérêt.

3. L'ANALYSE HARMONIQUE DES SYSTÈMES FILTRÉS.

L'ingénieur effectivement aux prises avec des problèmes de servomécanismes (Nous supprimons à dessein les mots « non-linéaires » qui constituent un pléonasme) ne peut pas trouver dans les méthodes du paragraphe 2 le moyen de se tirer d'affaire.

Il est donc absolument nécessaire de se montrer moins ambitieux. Les résultats obtenus au C.N.E.T. par M. DUTILH [5] et l'auteur [6] et, indépendamment sans doute, par M. KOCHENBURGER aux Etats-Unis [7], ont montré qu'on pouvait parvenir à des résultats pratiquement utilisables si on limitait à la fois les recherches :

- a) au problème de la stabilité ;
- b) aux servomécanismes comportant un élément de filtrage.

Les théories dont l'exposé va suivre reposent sur une constatation absolument évidente (fig. 7).

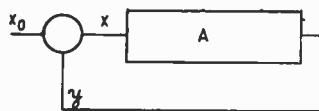


FIG. 7. — Schéma simplifié d'un servomécanisme

Soit un servomécanisme représenté par un appareil A le plus général bouclé au moyen du différentiel D, qui élabore la différence $x_0 - y$.

La recherche des oscillations auto-entretenues se fait en supprimant la grandeur d'entrée ($x_0 = 0$) et en examinant les régimes qui peuvent s'établir.

Ceux-ci sont caractérisés par la relation :

$$-y = x$$

La réponse exprimée par exemple dans le vocabulaire électrique est ainsi tout à fait générale : Le régime d'auto-oscillation est obtenu pour toutes les tensions d'entrée $x(t)$ tels que le quadripôle A donne à sa sortie une tension $y = -x$.

Le signe — vient de ce que le différentiel a pour rôle de soustraire y de x_0 .

3.1. Analyse des systèmes à relais « filtrés ».

M. DUTILH [5] a ouvert à la théorie une voie nouvelle en montrant qu'il existe toute une classe

de Servomécanismes, très importante dans la pratique, dans lesquels l'équation

$$y = -x$$

(dont on ne peut en général pas tirer grand chose) peut être exploitée avec un maximum de simplicité.

Cette classe est caractérisée par la présence d'éléments filtrants, tels que la grandeur physique mise en jeu à leur sortie au cours d'une évolution périodique du système puisse être considérée avec une bonne approximation comme une fonction sinusoïdale du temps.

La figure 8 donne un exemple :

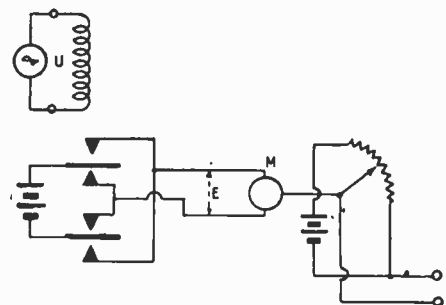


FIG. 8. — Élément de servomécanisme à relais

Si la tension u appliquée aux bornes du relais polarisé R est une fonction sinusoïdale du temps, la tension appliquée au moteur M a la forme suivante (fig. 9) que l'on peut développer en série de Fourier. La fonction est impaire et, en dehors de la fondamentale, on doit examiner surtout l'harmonique 3, dont l'amplitude est 1/3 de celui de la fondamentale.

En vertu de l'inertie du moteur, cet harmonique voit son amplitude divisée à la sortie v par le carré du rapport des fréquences. La tension v sera ainsi

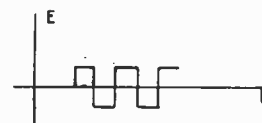


FIG. 9

pratiquement sinusoïdale. Une analyse détaillée de ce résultat figure dans les travaux précités.

Ceci posé, on peut considérer, pour chaque amplitude x , une fonction de transfert $A(\omega)$.

En prenant le cas limite où il n'existe pas de seuil, le servomécanisme à relais ne peut pas être stable. On est cependant, dans une large mesure, maître de la fréquence de l'oscillation. Il faut pour cela, insérer des circuits linéaires (circuit différentiateur, intégrateur, etc...) en série ou en parallèle sur le circuit non-linéaire. Si le circuit additionnel a pour effet d'augmenter la fréquence d'oscillation, l'amplitude des mouvements se trouve réduite à cause de l'effet de filtrage.

Il suffit, à ce point de l'étude, de considérer le seuil du relais. M. DUTILH a démontré, dans les

travaux précités [5] que le servomécanisme est stable dès que l'amplitude de l'oscillation tombe au-dessous du double du seuil.

L'auteur a exposé, au cours de sa conférence du 8 Mars 1952 devant l'Assemblée des Radiélectriciens un servomécanisme à relais réalisant une télécom-

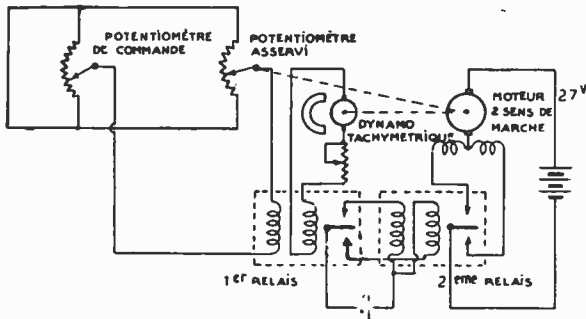


FIG. 10

mande de position, dont le fonctionnement repose sur la théorie examinée ci-dessus (fig. 10). Le système donne une précision de l'ordre du degré, tout à fait comparable à celle d'un servomécanisme à thyristors. La réponse dynamique n'est limitée — comme dans tout servo « linéaire » — que par la saturation de vitesse du moteur.

3.2. Le critérium de Kochenburger [7].

La remarque du début du paragraphe 3 permet de donner un critérium de stabilité dans un cas particulier, celui où les organes du servomécanisme se répartissent en deux classes :

- organes linéaires dont le coefficient de transfert $A(\omega)$ ne dépend que de la fréquence.

- Certains organes non linéaires dépourvus d'inertie dont le coefficient de transfert $B(x)$ ne dépend que de l'amplitude x de la grandeur d'entrée.

Reportons sur le plan complexe des fonctions de transfert la courbe (fig. 11) donnant $A^{-1}(\omega)$ et la courbe II donnant $-B(x)$.

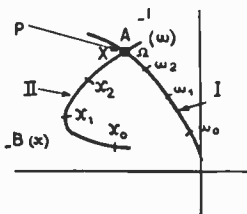


FIG. 11. — Schéma complet d'un servomécanisme à relais

Le système *peut* entrer en oscillations si les courbes I et II se rencontrent. En effet, pour le couple Ω, X , de valeurs de l'amplitude et de la pulsation lues respectivement sur chacune des courbes I et II au point de rencontre P, la relation d'amorçage

$$1 + A(\omega) B(x) = 0$$

est satisfaite.

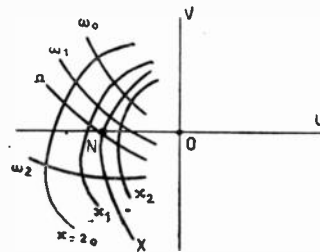
Cela ne veut d'ailleurs pas dire que les oscillations vont rester *stables*, car à ce point de l'analyse, on ne peut pas encore savoir si, écarté accidentellement de ce régime, le système y revient ou non. Un critérium de stabilité de l'oscillation pourra être déduit de l'analyse plus poussée et plus générale qui va suivre.

3.3. Systématisation de l'analyse harmonique.

La présente analyse, dont les traits essentiels ont été déjà publiés par l'auteur du présent article [6] s'applique, comme les deux précédentes, aux systèmes filtrés, mais c'est là la seule hypothèse qui en restreint le domaine d'application.

On peut en effet y faire rentrer toutes les causes de non-linéarité (seuils, saturations, phénomènes héréditaires tels que jeux des engrenages, frottement de Coulomb, etc...).

La chaîne ouverte peut être représentée par une fonction de transfert $A(x, \omega) = U + jV$ nombre complexe dépendant de la pulsation ω et de l'amplitude x d'une grandeur d'entrée sinusoïdale. Cette



3.31. Retour au critérium de Nyquist.

Tous les systèmes physiques sont limités en amplitude, et l'on a assez répété que la croissance exponentielle de l'amplitude des oscillations, telle qu'elle est indiquée par la théorie linéaire, n'est limitée en fait que par les saturations.

La saturation a pour effet de rendre le facteur de transfert $A(x, \omega)$ fonction décroissante de l'amplitude x .

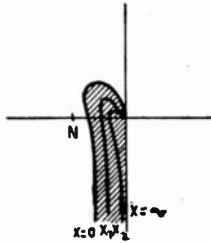


FIG. 13 a

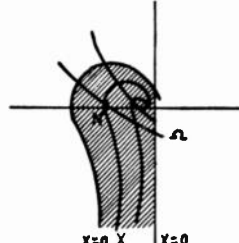


FIG. 13 b

Un système décrit par la courbe de Nyquist (par exemple un moteur dont l'inductance n'est pas négligeable) donne un réseau de courbes porté sur la figure 13 a (stabilité) ou 13 b (instabilité).

L'application du critérium du paragraphe 3 conduit ainsi aux mêmes conclusions que celle du critérium de Nyquist, avec en plus l'indication du régime $X\Omega$ oscillant qui s'instaure effectivement dans le cas d'instabilité.

Stabilité conditionnelle. La figure 4 donne un cas de stabilité conditionnelle. D'après notre théorie, c'est un cas de *métastabilité*. Il existe une amplitude X qui entraîne une diminution du gain suffisante pour que le point N soit atteint mais tant que les elongations sont inférieures à X , aucune oscillation ne peut naître.

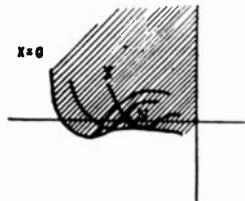


FIG. 14

3.32. Critérium de Kochenburger.

C'est un cas particulier du critérium du paragraphe 3, dans lequel on a pu décomposer $A(x, \omega)$ en produit d'une fonction de x par une fonction de ω .

3.33. Stabilité des oscillations.

Supposons maintenant qu'il existe 2 courbes du réseau, marquées X et Ω , qui passent par le point N , et cherchons à analyser le comportement du Servomécanisme lorsqu'on l'écarte un peu du régime possible X, Ω . Si, par le jeu des équations, le système tend à revenir à l'oscillation X, Ω , celle-ci est stable (et le servomécanisme, lui, est instable). Si le système tend au contraire à s'écarter davantage, le

régime X, Ω ne peut plus être considéré comme possible.

L'oscillation d'amplitude constante X, Ω est caractérisée par l'équation

$$y = X e^{j\omega t}$$

où y est l'amplitude instantanée à l'entrée de l'amplificateur.

Si maintenant on cherche à donner à l'amplitude une valeur $X + \delta x$, le régime oscillant n'aura plus une amplitude constante : il faudra introduire un amortissement (positif ou négatif) α et prévoir une variation de pulsation $\delta\omega$. Le régime oscillant s'écrira

$$y = (X + \delta x) e^{j(\omega + \delta\omega + j\alpha)t}$$

Or selon un résultat connu, un quadripôle ayant une réponse $A(\omega)$ pour des oscillations d'amplitude constante et de pulsation ω aura une réponse $A(\omega + j\alpha)$ pour un régime « permanent » de la forme $e^{j(\omega + j\alpha)t}$ (voir notamment l'ouvrage de A. ANGOT [8]). Les quantités δx , $\delta\omega$ et α sont liées par l'équation complexe :

$$1 + A(X + \delta x, \Omega + \delta\omega + j\alpha) = 0$$

qui signifie que le différentiel réinjecte, encore dans ce cas, à l'entrée de l'amplificateur la tension de sortie changée de signe.

La quantité complexe A se met sous la forme $U + jV$.

En se rappelant que

$$1 + A(X, \Omega) = 0$$

et en annulant les parties réelle et imaginaire du 1^{er} membre, on trouve les 2 équations linéaires qui donnent respectivement $\delta\omega$ et α en fonction de δx . Ce sont.

$$\begin{aligned} \delta x \frac{\partial U}{\partial x} + \delta\omega \frac{\partial U}{\partial \omega} - \alpha \frac{\partial V}{\partial \omega} &= 0 \\ \delta x \frac{\partial V}{\partial x} + \delta\omega \frac{\partial V}{\partial \omega} + \alpha \frac{\partial U}{\partial \omega} &= 0 \end{aligned}$$

d'où

$$\begin{cases} \alpha = \delta x \frac{\left| \frac{\partial U}{\partial x} \frac{\partial U}{\partial \omega} \right|}{\left(\frac{\partial U}{\partial \omega} \right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial \omega} \right)^2} = \frac{\frac{\partial (U, V)}{\partial (x, \omega)}}{\left(\frac{\partial U}{\partial \omega} \right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial \omega} \right)^2} \delta x \\ \delta\omega = -\delta x \frac{\frac{\partial U}{\partial \omega} \frac{\partial U}{\partial x} + \frac{\partial V}{\partial \omega} \frac{\partial V}{\partial x}}{\left(\frac{\partial U}{\partial \omega} \right)^2 + \left(\frac{\partial V}{\partial \omega} \right)^2} \end{cases}$$

Si α a le même signe que δx , le système s'amortit lorsque l'amplitude tend à croître ($\delta x > 0$) et croît

en amplitude si δx est négatif. Le régime d'oscillations est alors stable.

Si α est de signe contraire à δx , l'oscillation est instable.

Le critérium de stabilité du régime oscillant est alors le suivant :

le Jacobien $\frac{\partial(U, V)}{\partial(x, \omega)}$ est positif : Stabilité du régime oscillant ;

le Jacobien $\frac{\partial(U, V)}{\partial(x, \omega)}$ est négatif : Instabilité du régime oscillant.

Interprétation géométrique.

Les équations

$$U = U(x, \omega) \text{ et } V = V(x, \omega)$$

définissent une transformation du plan des x, ω dans le plan des U, V .

Traçons dans le plan des x, ω , un rectangle orienté de bases δx et $\delta \omega$ (fig. 15 a). Il lui correspond dans le plan des U, V un parallélogramme de base

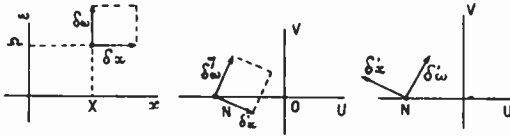


FIG. 15 a

FIG. 15 b

FIG. 15 c

$\delta'x$ et $\delta'\omega$ dont l'aire est $\delta x \times \delta \omega \times \frac{\partial(U, V)}{\partial x \partial \omega}$ et l'orientation est donnée par le signe du Jacobien (Celui-ci est positif dans le cas de la figure 15 b, négatif dans celui de la figure 15 c).

Le critérium devient alors le suivant :

On donne à x et à ω des accroissements positifs δx et $\delta \omega$. On repère les vecteurs $\delta'x$ et $\delta'\omega$ du plan

des U, V qui leur correspondent. Si pour un observateur debout sur le plan et voyant $\vec{OU}$ à droite de $\vec{OV}$, $\delta'x$ est à droite de $\delta'\omega$, le régime oscillant est stable. Il est instable dans le cas contraire.

4. CONCLUSION.

Dans l'état actuel de la question, le problème des servomécanismes non-linéaires n'a pas encore pu être traité dans sa généralité.

L'analyse harmonique a pu être appliquée avec succès dans une classe — pratiquement très importante — de servomécanismes, dont les propriétés de « filtrage » ont permis de définir une *fonction de transfert* dépendant de la pulsation ω et de l'amplitude x .

5. BIBLIOGRAPHIE.

- [1] N. MINORSKY. Introduction à la mécanique non-linéaire. S. W. EDWARDS. Ann. Arbor (Mich) U.S.A.
- [2] Balth VAN DER POL. On Relaxation Oscillations. *Philosophical Magazine*. Nov. 1926.
- [3] UTTLEY ET HAMMOND. The stabilisation of On-off controlled Servomechanisms. Congrès de Cranfield, 1951.
- [4] CHERRY ET MILLER. Some new concepts and Theorem concerning Non-linear Systems. Congrès de Cranfield, 1951.
- [5] DUTILH (J. R.). Théorie des Servomécanismes non-linéaires. *Radio* (Fr). Mai 1950; *Onde Electrique* (Fr). Octobre 1950.
- [6] J. LOEB. C. R. Ac. des Sc., 16 Juillet 1951 et 17 Septembre 1951. Phénomènes « héréditaires » dans les Servomécanismes. Un critérium général de stabilité. *Annales des Télécommunications*. Décembre 1951.
- [7] KOCHENBURGER (R. J.). Analyse du fonctionnement des servomécanismes du type tout ou rien, à l'aide d'une méthode fournissant la réponse en fonction de la fréquence. *Electrical Engineering*. U.S.A. Août 1950.
- [8] A. ANGOT. Compléments de Mathématiques à l'usage des Ingénieurs de l'Electrotechnique et des Télécommunications. *Editions de la Revue d'Optique*. Paris.

DÉTERMINATION DU NOMBRE DE LIGNES A ADOPTER POUR UN SYSTÈME DE TÉLÉVISION EN FONCTION DE LA GRANDEUR DE L'ÉCRAN DE RÉCEPTION

PAR

P. STROOBANTS

Ingénieur Civil E. M. - A. I. Br.

Professeur de Radioélectricité

Ingénieur aux A.C.E.C.

INTRODUCTION.

Dès l'apparition des premiers systèmes de télévision, on a observé que parmi les facteurs qui déterminaient la qualité des images de télévision, le nombre de lignes utilisées pour l'analyse et la synthèse des images, jouait un rôle prépondérant.

Cette constatation amena les constructeurs à adopter un nombre de lignes de plus en plus élevé, qui passa ainsi avant la guerre de 8 à 441. Après celle-ci, la nécessité d'images de dimensions plus grandes et de qualité supérieure donna lieu à l'adoption d'un nombre de lignes plus élevé et l'on vit apparaître ainsi des systèmes à 525, 567, 625, 729, 819 et 1 029 lignes.

Si la qualité des images augmentait indéfiniment à mesure que le nombre de lignes d'analyse croît, on pourrait prétendre qu'on ne saurait imposer une limite au progrès scientifique car le but de toute recherche serait d'augmenter le nombre de lignes. Heureusement, il n'en est pas ainsi et différentes recherches expérimentales diverses tendent à montrer qu'il existe une limite située entre 1 000 et 1 600 lignes qu'il est inutile de vouloir dépasser. (Il est sous-entendu que pour chaque système, la largeur de bande est adéquate).

Cependant, l'établissement et l'exploitation d'un vaste réseau de télévision avec un nombre de lignes aussi élevé donnerait lieu à des difficultés de tout ordre, qui actuellement, n'ont pas encore toutes trouvées une solution entièrement satisfaisante.

En outre, le prix élevé des récepteurs rendrait cette exploitation peu rentable.

Il a fallu par conséquent trouver une solution de compromis entre la qualité des images à obtenir et les difficultés résultant de la mise en œuvre d'une telle qualité.

En Europe Continentale, cette solution de compromis est d'après certains, le système à 625 lignes et d'après d'autres, celui à 819 lignes.

Il nous a semblé par conséquent utile d'étudier en premier lieu, et ceci comme contribution à la recherche de la meilleure solution de ce problème complexe et délicat, la qualité minimum qui donne encore pleine satisfaction au grand public.

Notre étude nous portera donc tout d'abord à examiner les critères de qualité des images afin de

mettre clairement en évidence la relation entre la qualité de celles-ci et le nombre de lignes d'analyse.

EXAMEN DES CRITÈRES DE QUALITÉ DES IMAGES.

La qualité des images peut être examinée du double point de vue technique et artistique. La qualité artistique dépend de l'angle de prise de vues, de la profondeur du champ, du cadrage, des décors, des maquillages, de l'éclairage du sujet et d'un grand nombre d'autres facteurs ; elle ne nous intéresse donc qu'en second lieu.

Quant à la qualité technique, elle dépend à des degrés divers de :

1° **La finesse ;**

2° **La brillance ;**

3° **La bonne reproduction des contrastes :** qui dépend elle-même des facteurs de contraste des différents éléments de la chaîne de transmission et en particulier du facteur de contraste des tubes cathodiques de réception ; signalons, à ce sujet, l'intérêt des tubes à écran métallisé ;

4° **L'absence de distorsion géométrique :** qui s'obtient par un balayage adéquat ;

5° **La stabilité :** qui dépend de la synchronisation, des fréquences lignes et images, du sens de la modulation, etc... ;

6° **La netteté du fond :** qui dépend du bruit de fond, des parasites, des interférences, des échos, des trainages, etc...

Tous ces éléments, sauf la finesse, peuvent bénéficier d'améliorations provenant de l'évolution de la technique.

En ce qui concerne la finesse par contre, la limite est imposée par le nombre de lignes adopté et la largeur de la bande passante.

Pour préciser, sans entrer dans des détails superflus pour la suite de l'exposé, il faut faire remarquer que pour l'image de télévision, la structure est essentiellement différente suivant qu'on examine celle-ci dans le sens horizontal ou vertical, en d'autres termes, on peut parler d'une finesse verticale ou horizontale.

La limite pouvant être atteinte par la finesse verticale dépend évidemment du nombre de lignes

tandis que pour la finesse horizontale, elle dépend par contre principalement des conditions électriques de transmission. L'analyse d'une image, ligne par ligne, donne lieu en effet, à un signal à vidéo fréquence qui doit être transmis avec un minimum de distorsion ; or, celle-ci dépend de la largeur de bande des circuits qui doivent transmettre le signal en question. Dans tous ces systèmes, sauf dans un tout récent, il s'agit du système de télévision belge ou la largeur du canal est 7 mégacycles et le nombre de lignes 625 ou 819 lignes suivant que les émissions sont destinées à la population flamande ou francophone cette largeur de bande est telle qu'on puisse admettre que la finesse horizontale est sensiblement égale ou supérieure à la finesse verticale. Des expériences systématiques ont cependant été faites en France qui permettent de constater que l'œil accorde moins d'importance à la finesse horizontale qu'à la finesse verticale, d'où la possibilité de réaliser une économie sur la largeur de bande ce qui justifie dans une certaine mesure le choix du système qui fait exception à la règle précédente.

En outre, la finesse horizontale *subjective* peut être améliorée en employant des dispositifs spéciaux. (Système DOME, circuit crispening, bobines d'arrêt...).

Quoi qu'il en soit, nous admettons pour la suite que cette largeur de bande a été choisie de façon telle que le rapport de la finesse horizontale à la finesse verticale est satisfaisant du point de vue du spectateur. (Voir étude détaillée de l'auteur). Cela nous permettra donc de consacrer notre attention uniquement à la finesse verticale qui sera désignée dans ce qui suit par finesse.

Nous avons déjà rappelé que la limite pouvant être atteinte par la finesse (verticale) dépend évidemment du nombre de lignes. Si nous considérons dans une image de hauteur h un détail de hauteur e_h pouvant être considéré comme la limite de ce qui est transmis, nous désignerons par finesse F le nombre de points transmis dans le sens vertical soit :

$$F = \frac{h}{e_h}$$

On peut démontrer facilement que le nombre de lignes de l'image visible est supérieur à F et vaut :

$$N_v = K.F$$

avec $1,4 \leq K \leq 2,1$

La valeur à admettre pour K est assez discutée ; l'expérience a prouvé que dans des bonnes conditions techniques on peut tabler sur une valeur de K voisine de 1,4.

En se basant sur ces données nous pourrions calculer le nombre de lignes de l'image visible à partir d'un minimum de finesse exigé que nous prendrions égale à celui du cinéma. Nous arriverions ainsi à un nombre de lignes voisin et 1 600 pour un positif soigné d'un film de 35 mm. On est donc forcé d'admettre un autre critère pour la finesse minimum des images.

C'est ici que nous faisons appel à notre expérience qui nous a montré que le téléspectateur peut tolérer une finesse moindre que celle à laquelle il est habitué au cinéma pour autant qu'il ne soit pas gêné par la trame. En d'autres termes, nous admettons

qu'il est essentiel de fournir aux téléspectateurs des images dont il n'aperçoit pas les lignes. Dans ce qui suit, nous essayerons d'évaluer le nombre de lignes qu'il faut pour arriver à un tel résultat ; il y correspondra bien entendu une finesse qui sera admise comme finesse minima tolérée ou finesse « raisonnable ».

Ne perdons cependant pas de vue que si les normes d'un système de télévision déterminent la finesse optimum, c'est en définitive le constructeur qui doit lutter contre de nombreux défauts pour que cette finesse soit réellement atteinte et maintenue. Un défaut particulièrement grave est celui d'un *mauvais entrelacé ou interlignage*.

Nous rappelons que l'exploration d'une image de télévision peut s'effectuer naturellement par lignes successives, de la même manière qu'un lecteur parcourt une page d'un livre en commençant par le haut et la gauche de la page. On peut cependant concevoir un grand nombre d'autres méthodes. Celle que nous venons d'indiquer est appelée *Analyse séquentielle simple*. C'est le procédé qui a été employé au début de la télévision, mais qui actuellement, a été abandonné à cause de la gêne causée par le scintillement de l'image.

Pour remédier à ce défaut, on a pensé doubler le nombre d'images par seconde, nécessaire pour créer l'illusion du mouvement, et le porter ainsi de 25 ou 30 suivant la fréquence du réseau à 50 ou 60 images, le nombre de lignes restant le même.

Mais hélas, cette solution présente l'inconvénient de doubler également la largeur du spectre de fréquence et on a donc recherché une autre solution qui le supprime.

C'est la solution de l'interlignage ou ANALYSE ENTRELACÉE, c'est-à-dire celle où l'image est analysée en deux temps : pendant le premier temps, on analyse les lignes impaires du balayage simple équivalent, tandis que pendant le deuxième temps, on analyse les lignes paires. On a donc suivant la fréquence du réseau 50 ou 60 demi-images ou trames par seconde.

Il en résulte immédiatement que les lignes d'une image complète seront bien équidistantes à la condition d'avoir deux trames partielles correctement entrelacées. Nous admettons pour la suite, que ceci a été réalisé par le constructeur et que nous avons donc l'équivalence entre l'image analysée d'une façon simple ou en deux temps.

On peut sur ces bases, rechercher quel est le nombre idéal de lignes à adopter.

ANALYSE DU PROBLÈME.

Les conditions d'observation qui correspondent au minimum de fatigue conduisent la personne qui assiste à un spectacle cinématographique ou de télévision, à choisir un emplacement qui soit ni trop près, ni trop loin de l'écran, de façon à avoir une vue d'ensemble des images, ce qui lui évite de devoir constamment tourner la tête ou les yeux.

Le téléspectateur aura souvent l'occasion de se placer face à l'écran et au même niveau que ce qui lui permettra de mieux observer l'image.

Comme nous le verrons d'une façon détaillée par la suite, ce spectateur se placera automatiquement, si possibilité il y a, à une certaine distance de l'écran

qui est fonction des dimensions de celui-ci. Or, comme d'après une convention internationale, il y a un rapport constant (4/3) entre la largeur et la hauteur d'une image de télévision, on peut dire que cette distance est fonction d'une des dimensions de l'image, soit la hauteur.

Considérons à la figure 1 un tel spectateur dont un œil est représenté par 0 (la vision monoculaire suffit pour la présente analyse) et soit l la distance à laquelle il se place automatiquement de l'écran de hauteur h .

A cette distance de l'image et compte tenu du pouvoir séparateur de l'œil $\Delta \alpha$, qui est l'angle limite sous lequel nous pouvons discerner deux détails et qui sera défini également avec plus de précision ultérieurement, l'œil distinguera sur l'écran deux

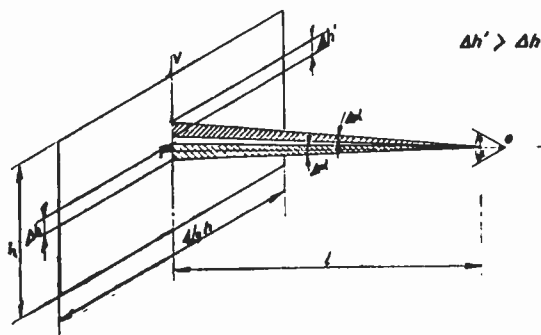


FIG. 1.

détails situés sur une verticale v , distants d'une valeur qui sera minimum au niveau de P qui n'est autre que le point d'intersection de l'axe optique p de l'œil avec l'écran. (p et v se trouvent dans un plan perpendiculaire au plan de l'écran).

Soit Δh cette valeur minimum. Si nous l'admettons comme valeur de l'équidistance des lignes de la trame, nous pourrions déduire facilement la limite inférieure du nombre de lignes visibles N_v à adopter pour l'écran ; celle-ci vaudra :

$$N_v = \frac{h}{\Delta h} \quad (1)$$

On sait que :

$$\Delta h = l \Delta \alpha \quad (2)$$

puisque pour une faible valeur d'angle on peut assimiler la tangente avec l'arc.

Le nombre de lignes de lignes réelles N du système est supérieur au nombre de lignes visibles ou actives, car il y a aussi des lignes qu'on ne voit pas et qui correspondent au temps de passage d'une image à l'autre ou en d'autres termes au temps que met l'élément explorateur pour retourner de la dernière ligne d'une image à la première ligne de l'image suivante. Ce temps est de l'ordre de 10 % du temps d'exploration de l'image proprement dite. Il en résulte un temps mort à la transmission de l'image, mais qui intervient néanmoins dans le calcul du nombre de lignes à adopter, en ce sens que tout se passe comme si la hauteur de l'image réelle a été augmentée :

Le nombre de lignes visibles n'est donc qu'une fraction du nombre de lignes total : on a

$$N_v = kN \quad (3)$$

k étant le coefficient d'utilisation de la trame compris entre 0 et 1.

En combinant les formules 1, 2 et 3 et en tenant compte de la relation 1 minute = 0,00029 radians, on a, en posant :

$$c = l/h \quad (4)$$

$$N = \frac{1}{0,00029 \times \Delta \alpha \times k \times c} \quad (5)$$

De cette formule fondamentale, on déduit que le nombre de lignes à adopter dépend de trois facteurs :

$\Delta \alpha$ pouvoir séparateur de l'œil en minutes.

k le coefficient d'utilisation de l'image, et

c rapport de la distance à laquelle on se place pour examiner l'image de hauteur donnée, à cette hauteur.

Examinons d'une façon détaillée dans ce qui suit, ces trois facteurs.

1. — Pouvoir séparateur de l'œil.

Le but de cet exposé est de trouver le nombre de lignes qu'il faut adopter pour permettre une bonne vision des images de télévision.

Pour comprendre le mécanisme de la vision, il est donc nécessaire d'avoir certaines connaissances de la structure de l'œil ; celle-ci est très compliquée, mais un schéma rudimentaire suffira pour le but proposé.

L'œil humain se compose principalement d'une lentille biconvexe, le cristallin, au travers duquel passent les rayons lumineux issus ou réfléchis par les objets extérieurs. Ces rayons lumineux forment une image très réduite de ces objets sur une membrane sensible à la lumière, qui tapisse le fond de l'œil : la rétine.

Le cristallin est une lentille dont la courbure peut être modifiée par un muscle de façon à réaliser par un réflexe, c'est-à-dire sans intervention de la volonté, la mise au point automatique des images.

Signalons que le centre optique de la lentille ne varie sensiblement pas de place malgré l'accommodation de l'œil.

Un autre réflexe est celui de l'iris qui est un petit muscle circulaire qui joue le rôle de diaphragme de façon à doser la quantité de lumière qui entre dans l'œil et ne pas fatiguer ainsi la rétine.

Celle-ci, vue au microscope est une surface discontinue formée d'éléments très petits (1 à 5 microns) sensibles à la lumière et appelés cônes et bâtonnets. Sans entrer dans trop de détails, on peut dire que chacune de ces cellules donne, via le nerf optique, une impression élémentaire au cerveau qui correspond à son éclaircissement (phénomène photochimique ?). On conçoit que c'est le nombre très élevé de ces cellules qui permet d'expliquer l'impression de finesse des images que nous regardons. Ces éléments et surtout les cônes sont particulièrement nombreux en un endroit de la rétine qui est la tache jaune ou « fovea centralis ». C'est d'ailleurs le seul endroit de la rétine qui puisse nous fournir une image nette et c'est automatiquement cette région que nous utilisons quand nous fixons un objet quelconque dont le niveau d'éclaircissement est suffisamment élevé (vision phototique).

L'analyse précédente de l'œil nous permet d'expliquer clairement que deux points d'un objet nous apparaîtront séparés ou confondus suivant que leurs images correspondront à deux éléments séparés ou pas de la « fovea centralis ».

Or, la distance moyenne des éléments rétinien dans cette fovea est bien connue, il est dès lors facile de déterminer l'acuité visuelle moyenne, en tenant compte de la distance moyenne entre le centre optique fixe (voir remarque précédente) de l'œil et de la tache jaune.

On trouve ainsi que, pour donner lieu à des sensations visuelles distinctes deux rayons lumineux doivent faire entre eux un angle d'une minute.

Il va sans dire que c'est une moyenne, chaque individu ayant ses caractéristiques personnelles, aussi bien pour l'oreille que pour l'œil. En outre, l'œil gauche diffère de l'œil droit.

Cette valeur moyenne du pouvoir séparateur est cependant contestée par certains techniciens qui se basent sur des études faites il y a 20 ans, avec des moyens d'investigation moins poussés que ceux mis en œuvre à notre époque.

Engstrom, en 1933, admettait un angle de 1,33 minute soit une valeur légèrement supérieure à celle admise actuellement. A la même époque, Wheeler, Loughreen, Goldmark et Dyer arrivèrent à une valeur très voisine de celle-ci.

Des études récentes montrent cependant que le pouvoir séparateur pour un œil normal ne dépasse guère la minute. Bien au contraire, car il est connu que dans certaines conditions, l'œil peut distinguer des détails séparés d'une 1/2 minute. A titre d'exemple, notons que des astronomes parviennent à dessiner des détails de la surface de la lune qui correspondent effectivement à un pouvoir séparateur de cet ordre de grandeur.

Signalons que pour le système anglais à 405 lignes, $k = 0,975$.

3. — Valeur de C.

Nous avons admis que le télé-spectateur, recherchant les conditions optima d'observation, se place naturellement à une distance de l'écran qui est fonction des dimensions de ce dernier. Ceci nous a conduit à introduire le rapport C de cette distance l à la hauteur h de l'écran et nous proposons de rechercher dans ce qui suit la relation qui existe entre C et h .

En première approximation, on peut faire appel à la règle empirique dite « règle des peintres » suivant laquelle une personne examinant un tableau se place toujours à une distance de celui-ci qui vaut deux à

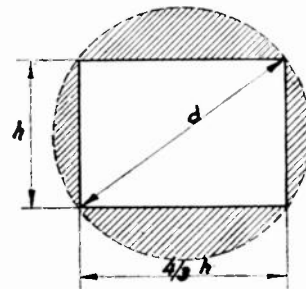


FIG. 2.

trois fois la diagonale du tableau. En désignant par d la diagonale de l'écran rectangulaire d'un appareil de télévision, confondu d'ailleurs avec le diamètre du tube cathodique comme on le voit sur la figure 2

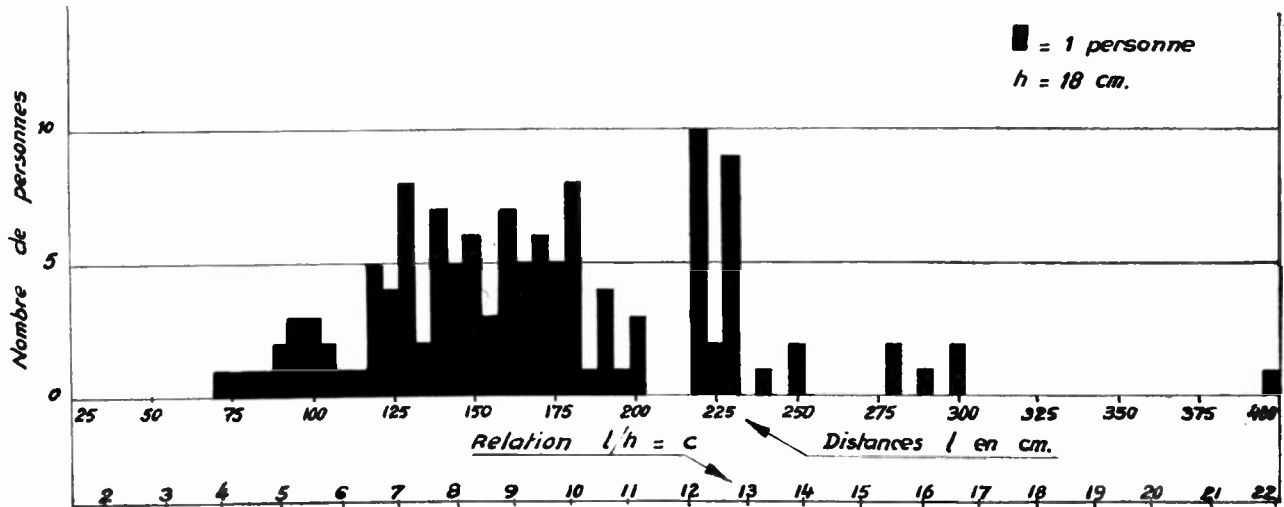


FIG. 3.

2. — Coefficient d'utilisation de la trame.

Les normes du système à 819 lignes admettent pour k une valeur maximum de 0,9 tandis que d'après les normes du système à 625 lignes on a $k = 0,93$. On choisira pour k une valeur de compromis de 0,91.

— on obtient successivement :

$$2d \leq l \leq 3d$$

$$d = \sqrt{h^2 + \left(\frac{4}{3}h\right)^2} = \frac{5}{3}h \quad (6)$$

ce qui donne en tenant compte de la relation 4 :

$$3,33 \leq C \leq 5$$

Il y a cependant lieu de remarquer que la règle des peintres est valable pour une image représentant une scène ou des personnages inanimés alors que dans le cas qui nous occupe, il s'agit de scènes animées, de personnages ou objets en mouvement.

Il faudra donc appliquer la règle avec précautions quoique la valeur de C soit peu modifiée par la mobilité des scènes : on a en effet tendance à s'éloigner plus dans le cas d'images successives puisque l'on doit examiner tous les détails d'un seul coup d'œil et pendant un temps relativement très court ; par contre l'action d'une scène animée se passe généralement dans la partie centrale de l'écran ce qui réduit les dimensions effectives de celui-ci, donc sa diagonale.

projetées était égale à celle des meilleurs récepteurs ordinaires à écran aluminisé. Ces résultats peuvent s'interpréter d'une façon rationnelle par la considération des courbes représentées sur les figures 5 et 6 et obtenues à partir des diagrammes précédents sur la façon suivante : pour chaque valeur de C portée en abscisse, on évalue et on porte en ordonnée le nombre S en % de spectateurs satisfaits en qualifiant de « satisfaits » les spectateurs qui se sont placés à une distance l de l'écran telle que le rapport l/h est supérieur à la valeur de C considérée en abscisse. Ceci se justifie aisément lorsqu'il s'agit d'un spectacle de télévision : si on adopte un nombre de lignes correspondant à une valeur de C tous les spectateurs pour lesquels la valeur de C propre est supérieure à la valeur de C adoptée sont satisfaits au point de vue de la trame.

Si l'on part de l'idée qu'il faut un nombre de lignes

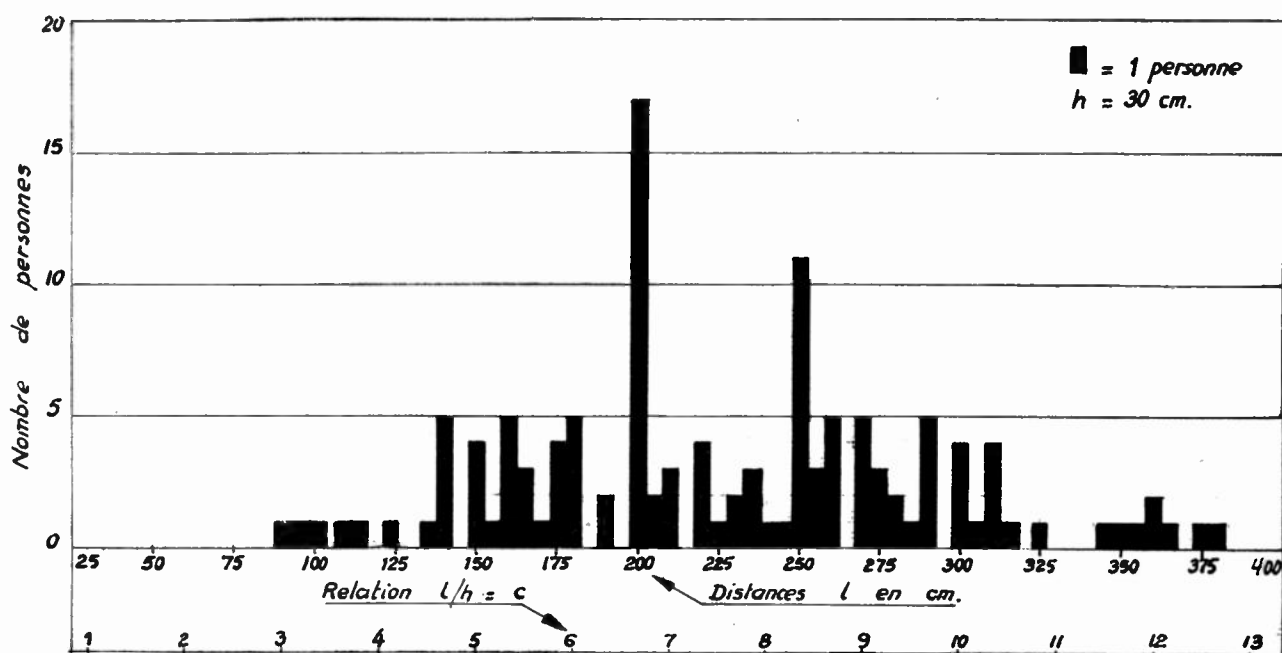


FIG. 4.

La valeur de C obtenue par la règle des peintres n'est qu'un ordre de grandeur approximatif, seule la méthode expérimentale pourra donner des résultats plus précis.

Des expériences ont été réalisées dans ce but par Gerardo E. Van Spankeren à l'aide de 125 spectateurs soit 43 femmes et 82 hommes dont l'âge moyen était de 27 ans, et ces résultats ont été confrontés avec ceux de l'auteur.

L'expérimentateur projeta un film cinématographique successivement sur des écrans de dimensions différentes et évalua dans les deux cas la distance à laquelle chacun des spectateurs se plaçait automatiquement de ces écrans : les diagrammes reproduits sur les figures 3 et 4 traduisent les résultats obtenus sur deux écrans différents et ils ont été obtenus en portant en ordonnée, le nombre de spectateurs qui s'étaient placés à une certaine distance et en abscisse les distances elles-mêmes ou les valeurs de C correspondantes. A noter que la brillance des images

tel que la totalité des spectateurs soient satisfaits des conditions d'observation, il faut adopter pour S la valeur 100. Cela se justifie car l'œil est très précis et sensible à tel point qu'il est à la base de nombreuses mesures photométriques, en outre notre critère de finesse minimum nous oblige à choisir pour les autres variables des valeurs maxima. Cependant, comme nous sommes en présence d'une loi des petits nombres, il se peut que le pourcentage des spectateurs myopes présents lors des expériences était supérieur au pourcentage normal d'où la nécessité d'introduire un coefficient de correction. Une valeur de 5 % semble tout à fait satisfaisante pour ce genre de correction ce qui nous permet de retenir la valeur $S = 95$.

Il est très probable que la vérité sera serrée de près en adoptant une valeur de S comprise entre 95 et 100.

Sur les courbes des fig. 5 et 6 on peut voir que :

pour $h = 18$ cm, on a $C = 4$ pour $S = 100$ et $c = 5$ pour $S = 95$ de même.

pour $h = 30$ cm, on a $c = 3$ pour $S = 100$ et $c = 4,1$ pour $S = 95$.



FIG. 5.

Si nous admettons en première approximation la variation linéaire de C en fonction de h ou d , on trouvera grâce aux valeurs précédentes, les droites représentées sur la figure 7.

Les résultats obtenus à partir de cette hypothèse seront à peine entachés d'une erreur de quelques %

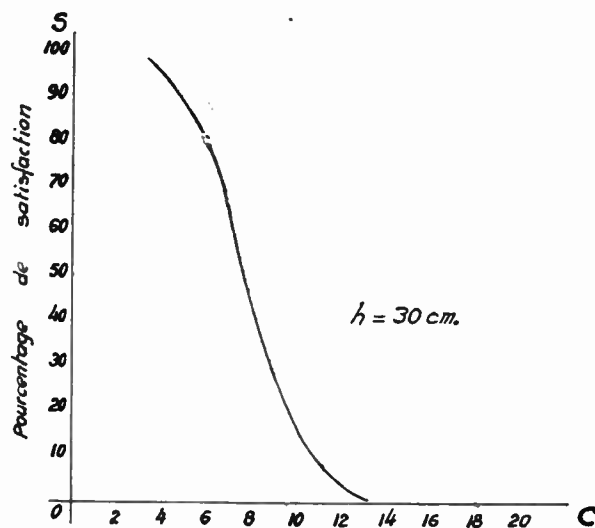


FIG. 6.

par excès ou par défaut, pour *autant* que les valeurs d'inter et d'extrapolation seront voisines des valeurs exactes ce qui est le cas dans le présent exposé.

Ce qui précède nous a permis d'établir la relation 5 :

$$N = \frac{1}{0,00023 \times \Delta \alpha \times k \times c}$$

avec :

$$\Delta \alpha = 1 \text{ et } k = 0,91$$

c pouvant facilement être déterminée à partir du diamètre du tube cathodique ou de la hauteur de

l'écran à l'aide des droites de la fig. 7 à condition de connaître le pourcentage de satisfaction S . A cause de l'incertitude qui règne au sujet du choix de cette valeur on ne peut tracer une courbe unique qui relie N à d ou h .

Aux 2 valeurs limites de S envisagées précédemment, correspondent 2 courbes limites qui délimitent une zone sur le plan rapporté aux axes N et d ; celle-ci a été ombrée sur la fig. 8 et sa position par rapport aux horizontales correspondant à 625 et 819 lignes est riche en conclusions.

Dans celles-ci, il faudra tenir compte des aspirations du public qui n'utilise, en somme, qu'une gamme limitée des écrans qui pourraient être mis à sa disposition, par les constructeurs de téléviseurs.

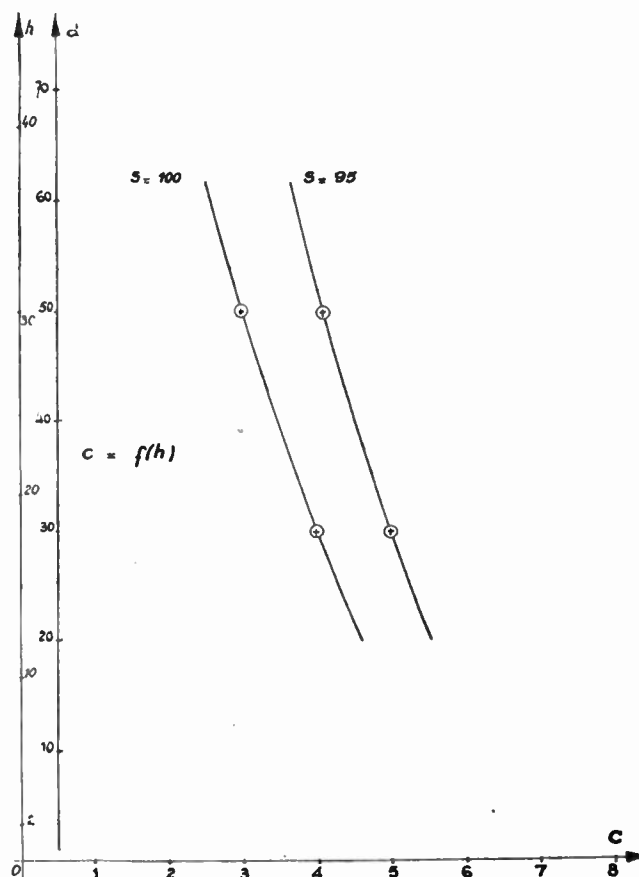


FIG. 7.

On distingue nettement trois catégories de récepteurs d'après les dimensions de l'écran utilisé.

En premier lieu, nous avons les récepteurs du type dit populaire appelés ainsi à cause de leur bas prix d'achat et qui font usage de tubes cathodiques de 7" aux U. S. A. (soit 7 fois 2,5 cm) et de 22 cm en Europe, ce qui correspond à une image de 13×17 cm environ.

Il est hors de doute cependant, et les statistiques le prouvent avec suffisance, que le public souhaite utiliser des récepteurs de télévision donnant une image beaucoup plus grande que celle que l'on obtient avec le récepteur du type dit populaire.

La meilleure preuve en est que les constructeurs prévoient sur les récepteurs populaires des dispositifs qui leur permettent d'agrandir à un instant quel-

conque, au gré du spectateur, le centre de l'image.

Il en résulte qu'il est intéressant pour ces récepteurs d'avoir une réserve de définition, afin de ne pas décevoir les téléspectateurs, par la soudaine visibilité de la trame. Ce qui signifie, en d'autres termes, que pour les récepteurs du type populaire, il est bon d'adopter un nombre de lignes supérieur à la valeur qui est théoriquement nécessaire.

Sans aller jusqu'à l'écran de cinéma, qui d'ailleurs serait inutilisable, dans un appartement, un écran ayant des dimensions allant de 15×20 cm jusqu'à 30×40 cm, semble correspondre à des dimensions tout à fait satisfaisantes pour la télévision d'appartement.

Le récepteur du type standard, qui est le plus demandé, a un tube dont le diamètre est compris entre 22 cm et 16", soit 40 cm environ. A ces deux diamètres limites correspondent respectivement des

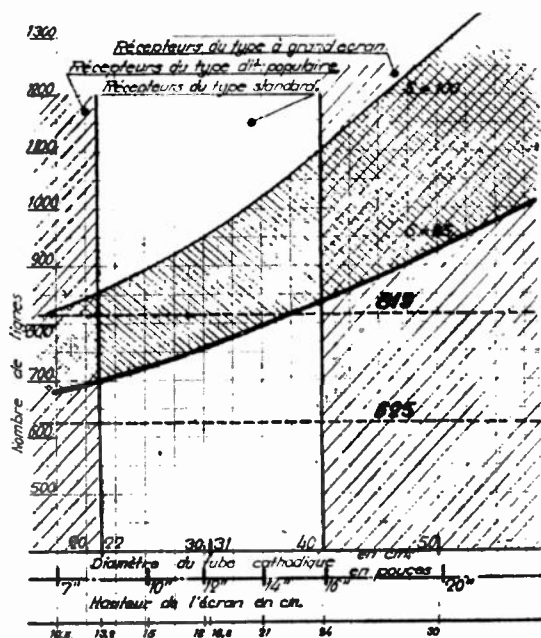


FIG. 8. — Nombre de lignes à adopter en fonction du diamètre du tube cathodique.

images de 13×17 cm et de 24×32 cm. Signalons que les récepteurs les plus recherchés pour la télévision d'appartement, sont ceux à 12 et 14".

La gamme des récepteurs du type à grand écran comprend des téléviseurs dont l'écran (tube à vision directe ou à projection) a des dimensions au moins égales à 24×32 cm ; elles pourront même atteindre celles d'un écran de cinéma (3×4 m).

En tenant compte des considérations précédentes et en se basant sur la position ombrée de la figure 8 et principalement sur la limite inférieure de cette zone (c'est la courbe la plus probable correspondant à $S = 95$) on peut constater que :

1°) Pour les récepteurs du type dit populaire,

actuellement en voie de disparition sur le marché, un nombre de 625 lignes pourrait convenir ;

2°) Pour les récepteurs du type standard, les plus répandus, une définition de 625 lignes est tout à fait insuffisante. Par contre, le système à 819 lignes semble convenir parfaitement à cette gamme de récepteurs ;

3°) Pour les récepteurs du type à grand écran, il faudrait adopter un nombre de lignes nettement supérieur aux nombres proposés jusqu'à présent. Il est impossible avec les résultats d'expérience dont je dispose de citer un chiffre puisque la théorie n'y est valable que par une extrapolation audacieuse. Toutefois, on pourra faire appel à la technique du wobbling pour effacer la trame en cas d'adoption d'un standard qui n'est pas aussi élevé, comme l'ont fait récemment les anglais pour la projection sur grand écran au Télékinema au Festival de Grande-Bretagne, ceci aux dépens évidemment de la netteté et du prix du dispositif. C'est d'ailleurs pour cette dernière raison qu'on n'applique pas cette technique aux récepteurs courants.

Pouvons-nous conclure ?

Poser cette question revient à déterminer la confiance que l'on a dans les hypothèses physiques qui sont à la base de cette analyse car les développements mathématiques sont évidemment infaillibles.

Ces hypothèses ont été justifiées au mieux tout le long de cet exposé. Certaines, telles que l'adoption des valeurs pour $\Delta \alpha$ et c , l'ont été longuement, d'autres moins importantes n'ont pas été signalées. Nous avons admis, par exemple, implicitement, que le diamètre effectif du spot était inférieur ou tout au plus égal à la distance entre deux lignes consécutives ; cela signifie que le spot peut être rendu suffisamment fin ce qui semble acquis par la nouvelle technique.

Signalons en passant qu'en adoptant comme critère de la qualité des images la non visibilité de la trame nous avons trouvé pour les récepteurs standards un nombre de lignes qui donne lieu à une finesse qui est du même ordre de grandeur que celle d'un bon positif de film de 16 mm, ce qui correspond à la finesse des films ordinaires d'actualités. La qualité pourrait être meilleure mais certainement pas moins bonne, car un public avisé ne le tolérerait pas à la longue.

Cette analyse n'a pas la prétention d'être complète et elle n'a forcément pas su tenir compte de quelques autres facteurs qui ne jouent qu'un rôle secondaire. Elle a cependant permis de prédire l'allure de la loi recherchée et les résultats obtenus par elles sont confirmés par la pratique. Ceux qui ont vu ou plus exactement « examiné » avec soin, à plusieurs reprises, des images de télévision dont la définition et les dimensions étaient différentes n'en doutent pas.

LES RÉCEPTEURS DE BRUITS RADIOÉLECTRIQUES

I. — MESURE DES TEMPÉRATURES AU MOYEN DU RAYONNEMENT THERMIQUE EN HYPERFRÉQUENCES

PAR

J. L. STEINBERG

Ingénieur-Docteur

Docteur ès Sciences

Maître de Recherches au C.N.R.S.

Le présent travail a été commencé en 1947 au Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure, à la suite d'une suggestion de Monsieur le Professeur Y. ROCARD.

Primitivement, le but fixé était l'observation du rayonnement radioélectrique du Soleil, qui venait juste d'être étudié sérieusement en Angleterre, notamment. On sait que ce rayonnement, qui possède un spectre s'étendant des ondes métriques aux ondes centimétriques et millimétriques, est d'une importance considérable pour notre connaissance de la Physique du Soleil et par là même pour l'étude des nombreux phénomènes terrestres, qui dépendent de l'activité solaire. En particulier, l'application la plus importante à l'heure actuelle des études solaires est la prévision ionosphérique ou prévision des conditions de la propagation radioélectrique à la surface du Globe. On connaît les importants résultats obtenus depuis quelques années dans cette voie.

Comme on le verra dans la suite de cet exposé, l'observation du rayonnement solaire radioélectrique présente de nombreuses difficultés. Parmi celles-ci, les principales sont dues au niveau relativement faible du signal reçu au moyen d'antennes de dimensions raisonnables. D'autre part, il est nécessaire d'assurer un enregistrement continu du rayonnement reçu et par conséquent, de s'assurer que l'appareil de mesure reste rigoureusement semblable à lui-même au cours du temps. Enfin, une autre difficulté tient à la nature même du rayonnement reçu : on a, en effet, affaire à quelque chose de semblable à un rayonnement thermique. Ceci signifie que le signal se comporte dans les récepteurs comme un *bruit*, c'est-à-dire comme un signal à spectre continu étendu et d'amplitude fluctuante, qui se distingue difficilement du niveau de bruit propre du récepteur. En résumé, on doit réaliser un *appareil de mesure capable de donner un enregistrement comparable à*

lui-même, d'un signal fluctuant, d'amplitude moyenne faible par rapport au bruit propre du récepteur. Le problème est assez différent de celui de la mesure des signaux conventionnels.

Le présent travail est, en grande partie, une analyse des caractéristiques de ces appareils : les radiomètres hyperfréquence. Après avoir explicité les conditions à remplir, les solutions proposées sont analysées à leur tour théoriquement et expérimentalement. Notamment, on donnera une description détaillée d'un radiotélescope fonctionnant sur 1 200 Mhz, et de deux autres fonctionnant sur 9350 Mhz et 160 Mhz.

Il ne saurait être question d'épuiser aucun des problèmes abordés. Les uns recevront des solutions toujours meilleures à mesure que progressent la Science Radioélectrique et l'Electronique. Les problèmes d'Astrophysique, d'autre part, nécessiteront des années d'études et d'enregistrements avant que les solutions soient trouvées. Nous n'avons eu pour but que d'apporter une contribution à l'analyse et au perfectionnement d'un appareil de Physique nouveau : le Radiomètre hyperfréquence et de montrer ses possibilités dans l'étude des rayonnements radioélectriques d'origine extraterrestre.

Le rayonnement radioélectrique du Soleil.

C'est pendant le maximum d'activité solaire de 1936-1937 que des parasites radioélectriques d'origine inconnue, qui coïncidaient avec des périodes d'activité solaire exceptionnellement intense, ont été observés pour la première fois par des amateurs anglais sur 10 mètres de longueur d'onde [1].

Les premières investigations systématiques sont dues à G. REBER et à G. C. SOUTHWORTH qui publia en 1915 une étude du rayonnement radioélectrique solaire entre 1 et 10 centimètres. [2], [3]. De façon

générale, ce n'est que par suite de l'amélioration de la sensibilité des récepteurs et de la directivité des antennes, (notamment pour le perfectionnement des Radars), que les études radio-solaires ont pu progresser. Ce n'est qu'en 1946 que des observations définitives prouvant l'existence d'un rayonnement radio d'origine solaire ont été faites par plusieurs postes de Radar britanniques [4].

Le rayonnement radioélectrique solaire présente, à la réception, toutes les caractéristiques d'un bruit d'origine thermique. C'est cette constatation qui a entraîné l'habitude d'exprimer la puissance reçue par comparaison à celle que l'on recevrait d'un corps noir de mêmes dimensions apparentes. La puissance reçue d'un corps noir vu sous l'angle $d\omega$ est :

$$c \rho \frac{4\pi}{d\omega}$$

où ρ est la densité d'énergie du rayonnement noir :

$$\rho = \frac{8\pi kT}{c^2} \cdot \nu^2 d\nu$$

où $d\nu$ est la largeur de bande de fréquence moyenne ν .

k est la constante de BOLZMANN.

c la vitesse de la lumière.

Si P est la puissance reçue par cycle/seconde et stéradian en ergs/seconde, on a :

$$P_1 = \frac{8k\nu^2}{c^2} \cdot T \cdot S.$$

On appelle température apparente du Soleil, la température que devrait avoir un corps noir de mêmes dimensions apparentes pour rayonner la même puissance à la fréquence considérée par cycle de bande. — Des expériences ont montré que le diamètre apparent réel du Soleil en ondes hertziennes peut différer beaucoup de 32' — Diamètre apparent optique.

De la comparaison des enregistrements obtenus sur différentes longueurs d'onde par de nombreux observateurs en France et à l'étranger, on peut déduire les caractéristiques suivantes : Le Soleil émet un rayonnement notable dans la gamme de fréquences qui s'étend de 1 centimètre à 15 mètres environ. Dans ce vaste domaine, on peut distinguer trois régions :

A) Dans le domaine des ondes centimétriques, on observe un spectre très peu différent de celui du corps noir à 6 000° K. En fait, la température apparente est de l'ordre de 10 000° K. avec des variations journalières de l'ordre de 2 à 1 au plus.

B) Dans le domaine des ondes décimétriques, la température apparente passe de 100 000° K à 10 cm à 1 000 000 à 60 cm. Le rayonnement présente une certaine stabilité sur un jour, mais aussi des ondulations de durée variable de quelques jours à quelques semaines et qui sont certainement liées à l'émission des taches [5]. On a observé, dans cette région du spectre, des perturbations rapides dont l'amplitude peut atteindre quelques dizaines de fois le niveau du Soleil au repos.

C) Quand on atteint le domaine des ondes métriques, les variations dues aux taches font place à des

perturbations très intenses et courtes qui peuvent atteindre 1 000 fois le niveau de repos. On appelle ces perturbations « sursauts » ou « bursts ». Le niveau des émissions paraît diminuer au-delà de 5 mètres, où, d'ailleurs, peu d'observations ont été faites...

Il existe des perturbations catastrophiques qui affectent tout le spectre radio du Soleil. Ces perturbations (outbursts) semblent être liées à des éruptions solaires.

Mesure du rayonnement.

La réception des ondes de radio d'origine extra terrestre pose un certain nombre de problèmes spéciaux dont des solutions n'ont pu être obtenues que récemment. La caractéristique principale de ces ondes est qu'elles sont en fait des bruits analogues à des bruits thermiques, et non pas des signaux plus ou moins monochromatiques comme ceux utilisés pour les radio-communications.

D'autre part, dans le domaine des ondes décimétriques et centimétriques, la puissance reçue est faible par rapport à celle qui est produite dans le récepteur lui-même sous forme de bruit thermique ou de bruit électronique (effet shot).

Les problèmes qui se posent et les solutions que l'on peut leur donner font l'objet d'une partie essentielle du présent travail. Nous avons considéré en détails les différentes parties constitutives du nouvel appareil de mesure introduit récemment dans l'arsenal des physiciens : le radiomètre et nous avons cherché les principes qui doivent guider l'étude d'un tel appareil.

Si l'on cherche à utiliser un appareil récepteur commercial de radio-diffusion pour l'étude des ondes solaires on constate rapidement :

- 1) Généralement une sensibilité insuffisante ;
- 2) Une instabilité du gain du récepteur au cours du temps qui rend les mesures illusoires ;
- 3) Des fluctuations dans l'indication de l'appareil de mesure de la tension de sortie qui sont de l'ordre de grandeur des quantités à mesurer.

Il faut donc admettre que les appareils courants sont impropres au rôle d'appareils de mesure des champs de bruit et envisager la construction de récepteurs spéciaux.

Nous appellerons de façon générale *radiomètre hyperfréquence*, un récepteur de radio spécialement adapté à la mesure des températures des corps par leur rayonnement thermique en ondes ultra courtes.

Le premier appareil de ce type a été réalisé pendant la guerre 1939-1945, au Radiation Laboratory de M. I. T. par R. H. DICKE, qui en a publié la description en 1946 dans la « Review of Scientific Instruments ». [6] Depuis cet article fondamental, il semble que peu de choses aient été faites et publiées sur l'amélioration de la sensibilité et de la stabilité de ces appareils de mesure. Il est certain que l'intérêt militaire éventuel de ces récepteurs est pour quelque chose dans la pauvreté relative des publications qui les concernent. Mais d'autre part il est probable qu'ils ne serviront pas seulement à étudier les ondes d'origines extra terrestres, mais au contraire fourniront une méthode nouvelle de mesure des tempé-

ratures terrestres, dans les conditions où les appareils thermométriques usuels sont défaillants. Ces problèmes se poseront alors, et seront encore plus difficiles que ceux posés par la radioastronomie, où les températures apparentes sont de l'ordre de $6\,000^\circ\text{K}$ au minimum et exceptionnellement (cas de la Lune en ondes millimétriques) de l'ordre de 250°K .

C'est pour ces raisons que nous avons cherché à reculer les limites des puissances minima mesurables au-delà de ce qu'exige actuellement la Radioastronomie en hyperfréquences.

FONCTIONNEMENT DES RÉCEPTEURS DE BRUITS

Dans toute la suite, nous considérerons comme bruit, tout signal, couvrant une bande continue de fréquences, dont les composantes monochromatiques ont des amplitudes aléatoires, et dont la valeur moyenne est 0. Cette définition est la généralisation légitime du concept de bruit en acoustique et elle a été déjà utilisée dans de nombreux mémoires.

Les problèmes qui se posent lorsqu'on veut mesurer des bruits ou de faibles signaux monochromatiques dans la gamme des fréquences radioélectriques, proviennent du fait que les appareils de mesure utilisés introduisent eux-mêmes des bruits radioélectriques dans la même gamme de fréquence. Les bruits parasites proviennent des résistances et des lampes.

Bruits des résistances. (bruit thermique).

C'est Johnson, qui, le premier, a mis en évidence les fluctuations de tension aux bornes d'une résistance et c'est NYQUIST en 1928, [7] qui a montré que des considérations purement thermodynamiques permettaient de rendre compte de ces fluctuations. Quelle que soit la nature de la résistance R en ohms, portée à la température absolue T , il existe à ses bornes une fluctuation de tension de carré moyen $\bar{e}^2$ tel que :

$$\bar{e}^2 = 4kTR\Delta f$$

où k est la constante de Boltzmann et Δf la bande passante dans laquelle la mesure est faite.

Il suffira, pour nous, de constater que ce bruit ne dépend pas de la fréquence moyenne considérée (c'est-à-dire que son spectre est uniforme). D'autre part, il est commode de considérer une résistance comme un générateur de bruit de résistance interne R . Comme très souvent en Physique, on remplace la résistance R par une Résistance égale, fictive, ne produisant aucun bruit et un générateur placé en série, de force électromotrice :

$$\bar{e}^2 = 4kTR\Delta f.$$

La puissance de bruit maximum que ce générateur pourra délivrer à un circuit extérieur de résistance R_c sera de :

$$P = \bar{e}^2 / 4R = kT\Delta f.$$

et ce transfert d'énergie aura le meilleur rendement si :

$$R_c = R.$$

auquel cas la charge absorbera la puissance $kT\Delta f$.

Cette « puissance maximum disponible » ne dépend que de la température absolue de la résistance R et de la bande passante considérée.

Les concepts présentés ci-dessus ont l'inconvénient de dépendre de la largeur de bande. Dans certains cas, il peut être utile de mettre en œuvre les quantités correspondantes ramenées à 1 cycle de largeur de bande. Notamment, la puissance maximum disponible par cycle de bande a pour valeur :

$$P_0 = kT.$$

dans le cas d'une résistance quelconque.

Toutes les relations précédentes sont d'origine purement thermodynamique et ne nécessitent pas de démonstration expérimentale. Pourtant, des expériences ont été faites qui apportent une vérification parfaite de la théorie dans presque tous les cas. Notamment, la proportionnalité de la puissance P à la température T a été vérifiée expérimentalement.

Nyquist a aussi démontré que, dans le cas d'un circuit complexe formé de résistances et de réactances, le carré moyen de la tension fluctuante mesurée entre deux bornes A et B est égale à :

$$\bar{e}^2 = 4kTR_{AB}\Delta f.$$

où R_{AB} est la composante résistive de l'impédance complexe mesurée entre A et B à la fréquence considérée.

Il est clair que ce cas est le plus général et qu'en pratique, il existe toujours des réactances dont il faut tenir compte. Donc, si les fluctuations thermiques ont un spectre uniforme, dans le cas élémentaire, il n'en sera pas de même dans les cas pratiques. Signalons d'autre part qu'en hyperfréquences, les résistances physiques utilisées comportent souvent de façon intrinsèque des réactances parasites qui modifient considérablement leurs propriétés.

Bruit dans les lampes.

C'est aussi à JOHNSON que l'on doit les premières expériences sur les bruits produits par les faisceaux électroniques. Mais, par la suite, une littérature extrêmement abondante a paru sur ce sujet. On conçoit aisément les causes de ces recherches intensives si l'on sait que l'on a effectivement obtenu une amélioration notable des tubes électroniques au point de vue de leur souffle et une amélioration corrélative de la sensibilité des récepteurs.

Une revue générale de la question a été publiée dans la Revue R. C. A. de 1941 à 1942 par North et ses collaborateurs [8]. Elle concerne les tubes utilisés à « moderately high frequency » c'est-à-dire dans la gamme des fréquences où les effets du temps de transit fini des électrons par rapport à la période des oscillations à amplifier ne se font pas sentir. Cette limite s'établit pour les tubes courants aux environs de 40 à 50 Mhz. De façon générale, le bruit produit par les faisceaux électroniques se comporte de façon essentiellement identique à celui des résistances dans les circuits. On a utilisé le terme d'effet de grenaille.

Mais, en fait, à l'intérieur même des tubes, les fluctuations des faisceaux électroniques sont pro-

fondement modifiées par les conditions de champ et de charge d'espace qui règnent entre les électrodes. Deux cas sont souvent à considérer : le cas des tubes saturés où il n'y a pas de charge d'espace et celui des tubes fonctionnant en régime de charge d'espace, ce qui est le cas de tous les tubes amplificateurs.

A) Cas d'une diode saturée :

Le carré moyen de la fluctuation de courant est donné par :

$$\bar{i}^2 = 3,18 \cdot 10^{-19} I \Delta f = 2 e I \Delta f.$$

où les courants sont comptés en ampères, I étant le courant de la diode, Δf la bande passante en cycles/seconde, e la charge de l'électron. On peut considérer à nouveau la résistance qui produirait à la température ordinaire (290° K.) la même fluctuation de courant. Le carré moyen du courant de fluctuation dans une résistance R court-circuitée est :

$$(3) \quad \bar{i}^2 = 1,59 \cdot 10^{-20} \Delta f / R.$$

de [2] et [3], on déduit :

$$R_{eq} = 0,05 / I \text{ ohms.}$$

Si I est compté en ampères. L'importance pratique de la diode saturée provient du fait qu'elle fournit, de façon commode, une puissance de bruit connue et facilement réglable au moyen de la température du filament. Considérons une diode saturée débitant dans une résistance R_s , la tension de fluctuation que l'on trouve aux bornes de cette résistance est :

$$\bar{e}_d^2 = R_s^2 \bar{i}^2 = R_s^2 \cdot 3,18 \cdot 10^{-19} I \Delta f.$$

qui s'ajoute à la fluctuation thermique :

$$\bar{e}_t^2 = 4 k T R_s \Delta f = 5,48 T R_s \Delta f \cdot 10^{-23}$$

la fluctuation totale a pour carré moyen :

$$\begin{aligned} \bar{e}^2 &= \Delta f R_s [4 k T + 3,18 \cdot 10^{-19} R_s I] \\ &= 4 k R_s \Delta f [T + \frac{3,18}{4 k} 10^{-19} R_s I] \\ &= 4 k T R_s \Delta f \left[1 + \frac{5800 R_s I}{T} \right] \end{aligned}$$

On constate que le passage d'un courant I provenant d'une diode saturée, dans une résistance R_s équivaut à multiplier sa température par le facteur :

$$1 + \frac{5800 R_s I}{T}$$

ou à augmenter sa température de $5800 R_s I$.

On peut remarquer que, dans un cas particulier fréquemment rencontré où :

$$R_s = 50 \text{ ohms} \quad T = 290^\circ \text{ K}$$

$$\text{on a :} \quad 5800 R_s / T = 1000$$

et dans ces conditions :

$$T_{Ap} = 290^\circ \text{ K} (1 + I') \quad \left\{ \begin{array}{l} R = 50 \text{ ohms} \\ I' \text{ en mA} \end{array} \right.$$

B) Cas d'une triode en régime de charge d'espace.

Dans ce cas, qui est le cas usuel, on peut montrer théoriquement et vérifier expérimentalement [8] que les fluctuations présentes dans le courant plaque sont considérablement plus faibles que ne l'indique la formule précédente [2]. On pose d'abord :

$$\bar{i}^2 = \Gamma^2 2 e I \Delta f.$$

où Γ est un coefficient, appelé coefficient de réduction du bruit par la charge d'espace et qui est considérablement inférieur à l'unité. L'étude de NORTH et de ses collaborateurs a montré que l'on pouvait admettre la relation :

$$R_{eq} = 3/S \text{ ohms}$$

où S est la pente de la lampe en mhos et R_{eq} la résistance équivalente au tube, c'est-à-dire la résistance physique qu'il faudrait placer dans la grille du tube, supposé parfait pour obtenir par amplification ordinaire, dans le courant plaque les fluctuations réellement observées. On a par exemple :

$$6 \text{ AC7 triode : } S = 11 \text{ mA/V } R_{eq} = 220 \text{ ohms.}$$

$$6 \text{ AK5 triode : } S = 6,7 \text{ mA/V } R_{eq} = 400 \text{ ohms.}$$

C) Cas des tubes amplificateurs à plusieurs électrodes positives.

NORTH a montré et vérifié que les tubes à plusieurs grilles positives produisent plus de bruit que les triodes. Ce fait est attribuable à des fluctuations de la répartition du flux électronique entre la plaque et les diverses électrodes positives. On observe effectivement cet effet : la résistance équivalente croît pour un tube donné quand le courant drainé par les électrodes positives croît (écrans par exemple). On construit alors des tubes dont l'écran est placé dans « l'ombre électronique de la grille » de commande. Des valeurs typiques des résistances équivalentes sont :

$$6 \text{ AC7 pente : } 9 \text{ mA/V. } R_{eq} = 1600 \text{ ohms.}$$

$$6 \text{ AK5 pente : } 5 \text{ mA/V. } R_{eq} = 2600 \text{ ohms.}$$

Le bruit des pentodes est toujours plus élevé que celui des triodes. Enfin, les lampes triode-hexodes utilisées couramment en radio-diffusion sont sources de bruit considérable qui les font proscrire, au moins comme tubes d'entrée, dans la plupart des récepteurs sensibles.

D) Cas des tubes où le temps de transit n'est plus négligeable.

Dans ce cas, le fonctionnement du tube est fortement perturbé. Si l'on a affaire à une diode saturée, la théorie montre et l'expérience confirme que la puissance de bruit produite est considérablement diminuée.

Par contre, si l'on étudie une triode ou une pentode en régime de charge d'espace (tubes à grille de commande adjacente à la cathode), il apparaît une nouvelle composante du bruit. Celle-ci provient des charges induites dans le circuit de grille par le passage des électrons. Ce phénomène est lié à un autre : l'apparition d'une impédance d'entrée d'origine

purement électronique, la puissance nécessaire pour faire varier le potentiel de grille n'étant plus nulle. On représente le phénomène en admettant la présence d'une charge résistive entre grille et cathode : c'est l'«*electronic loading*» des auteurs anglo-saxons. Cette résistance, qui amortit le circuit résonnant éventuellement placé entre grille et cathode, varie avec la fréquence, diminuant quand la fréquence augmente comme k/f^2 .

On représente le bruit produit par le temps de transit fini des électrons en l'attribuant à une résistance égale à la résistance de charge d'origine électronique placée à la température de la cathode. Le bruit produit s'ajoute quadratiquement au bruit thermique des circuits et au bruit «*shot*». Il y a pourtant quelques indices d'une certaine cohérence entre le bruit «*shot*» et le bruit dû au temps de transit des électrons émis par la cathode [31].

Bruit des antennes : théorie thermodynamique de l'antenne.

Si l'on considère une antenne, on peut définir une résistance apparente de rayonnement de cette antenne, distincte de la résistance ohmique qu'elle pourrait éventuellement présenter. Si nous appelons P_r la puissance effectivement rayonnée par l'antenne et I_a le courant qui la parcourt, on appelle résistance de rayonnement la quantité :

$$R_a = P_r / I_a^2$$

La question s'est posée depuis longtemps de savoir si cette résistance produit ou non des tensions de fluctuation. Si l'on applique à cette résistance le raisonnement thermodynamique de Nyquist, on conclut qu'il existe des fluctuations. La réponse exacte a été fournie pendant la guerre 1939-1945 simultanément en Angleterre par BURGESS [9] et

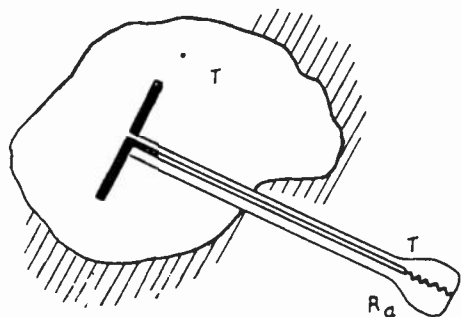


Fig. 1

en France par LEHMANN [10]. Un raisonnement dû à DICKE [6] fera comprendre le problème. Considérons une antenne placée dans une enceinte complètement fermée, parfaitement absorbante et maintenue à la température T (Fig. 1). Cette antenne possède, dans ces conditions, une résistance de rayonnement R_a égale à celle qu'elle aurait dans l'espace libre. Couplons cette antenne à une ligne de transmission d'impédance caractéristique R_a fermée sur une résistance égale à R_a . Il est clair que, si cette résistance de terminaison R_a est portée à la température T aucun échange d'énergie n'aura lieu à travers la ligne, d'après le second principe de la Ther-

modynamique. Donc, les fluctuations de tension produites par cette antenne placée à la température T sont égales à celles de sa résistance de rayonnement placée à la même température.

Il n'en n'est plus de même si l'antenne n'est pas en équilibre thermique avec le milieu environnant. Burgess et Lehmann ont montré qu'une antenne placée dans l'espace libre ne serait le siège d'aucune fluctuation de voltage. Dans le cas général, on peut montrer que la température apparente de la résistance de rayonnement d'une antenne est déterminée par la température des corps placés dans son diagramme de rayonnement, lequel d'après le principe de réciprocité, est semblable à son diagramme de réception.

Si l'on considère une antenne de surface S perpendiculaire à l'axe de son diagramme de rayonnement, on définit une quantité G appelée gain de puissance par rapport au dipôle. Cette quantité G est égale au rapport des champs créés à une même distance par l'antenne et par un dipôle pour une même puissance globale rayonnée. Un calcul simple montre que cette quantité se déduit de la relation :

$$G = 8/3 \pi S / \lambda^2$$

Cette relation montre principalement que le gain d'une antenne ne dépend que de ses dimensions exprimées en longueurs d'onde.

En fait, la pratique montre que le gain réel est toujours inférieur à G déduit de la formule ci-dessus. On exprime ce fait en disant que la surface réelle est inférieure à la surface apparente théorique déduite des dimensions géométriques. Cette différence provient surtout des difficultés d'illumination convenable des réflecteurs de grandes dimensions utilisés généralement aux fréquences qui nous intéressent.

Considérons, à présent, une antenne possédant un angle solide de réception Ω . Utilisons cette antenne pour étudier une source à la température T_s vue sous un angle solide ω . On peut montrer que la température apparente de l'antenne est donnée par :

$$T_a = T_s \omega / \Omega$$

Cette relation, à peu près évidente, montre l'intérêt, pour l'étude du rayonnement solaire, d'utiliser des antennes très directives, c'est-à-dire possédant un faible cône de réception. En fait la quantité ω / Ω est comprise entre 10^{-5} pour les ondes décimétriques et 10^{-2} ou 10^{-1} pour les ondes centimétriques.

Facteur de bruit d'un récepteur.

Cette quantité a été introduite assez récemment par H. T. FRIIS [11] et par D. O. NORTH [12] et précisée par H. GOLDBERG [13]. Elle permet de caractériser la qualité d'un récepteur au point de vue de son niveau de bruit propre et son principal intérêt est d'être indépendante d'un grand nombre de caractéristiques accessoires du récepteur. Considérons, en effet, un récepteur représenté par un quadripôle. A l'entrée est la résistance R_a de l'an-

tenne. A la sortie, un appareil de mesure que l'on supposera être quadratique.

Dans ces conditions, si le gain du récepteur est suffisant, l'appareil de mesure fournit une indication proportionnelle à la puissance de bruit reçue. Cette puissance de bruit est la somme, dans la bande passante considérée, de la puissance de bruit produite par R_a et par le récepteur lui-même.

Le bruit d'entrée dû à l'antenne est :

$$\bar{B}^2 = 4 k T R_a \Delta f.$$

Si nous augmentons la température de l'antenne de ΔT , on ajoute une puissance de bruit égale à :

$$\bar{S}^2 = 4 k \Delta T R_a \Delta f.$$

Formons le rapport des deux quantités :

$$\bar{S}^2 / \bar{B}^2 = \Delta T / T.$$

Ce rapport présente une grande importance parce qu'il ne dépend ni de la bande passante du récepteur, ni de la valeur de sa résistance d'entrée.

D'autre part, si le récepteur est parfait, les puissances de sortie correspondantes aux températures T et ΔT sont dans le même rapport que T et ΔT . C'est-à-dire que la quantité $\bar{S}^2 / \bar{B}^2$ se conserve dans le récepteur.

Par contre, si le récepteur n'est pas parfait, le rapport $\bar{S}^2 / \bar{B}^2$ à la sortie est différent et toujours inférieur à $\Delta T / T$.

On pose :

$$\bar{S}^2 / \bar{B}^2 = (1/N) \bar{S}^2 / \bar{B}^2 = \frac{1}{N} \frac{\Delta T}{T}$$

N est le « facteur de bruit du récepteur ».

Supposons que l'on réalise :

$$\bar{S}^2 = \bar{B}^2$$

c'est-à-dire que l'on double la puissance de sortie du récepteur au moyen d'une élévation de température ΔT . On a :

$$\bar{S}^2 / \bar{B}^2 = 1 = (1/N) \Delta T / T.$$

ou : $\Delta T / T = N$ si $\bar{B}^2 = \bar{S}^2$

d'où : le facteur de bruit est aussi le coefficient N tel qu'en augmentant la température de R_a de N fois sa valeur on double la puissance de sortie du récepteur. Si l'on appelle G le gain en tension du récepteur, on a évidemment :

$$\bar{S}^2 = G^2 \bar{S}^2 \text{ à une constante } k \text{ près.}$$

donc, d'après la relation de définition :

$$\bar{B}^2 = G^2 N \bar{B}^2 \text{ à } k \text{ près.}$$

Donc, tout se passe comme si l'on avait à l'entrée non pas la tension de carré moyen $\bar{B}^2$ qui y est en fait, mais $N \bar{B}^2$, et la différence :

$$N \bar{B}^2 - \bar{B}^2 = (N - 1) \bar{B}^2$$

provient du récepteur. C'est par définition la tension de bruit provenant de la résistance équivalente de

bruit R_{eq} du récepteur, donc

$$(N - 1) \bar{B}^2 = (N - 1) 4 k T_c R_a \Delta f. \\ = 4 k T_0 R_{eq} \Delta f.$$

donc :

$$R_{eq} = (N - 1) R_a.$$

Etant donnée la définition du facteur de bruit, on peut constater qu'il ne dépend :

1° Ni de la façon dont R_a est connectée à l'entrée du récepteur, c'est-à-dire de l'adaptation de R_a au récepteur ;

2° Ni de la façon dont est connecté l'appareil de mesure à la sortie ;

3° Ni de la forme de la bande passante ou sa largeur ;

4° Ni de l'amplification totale.

C'est donc une propriété intrinsèque du récepteur considéré comme un quadripôle. En particulier, on peut généraliser la définition donnée ci-dessus à des récepteurs d'amplification unité ou inférieure à 1 et à des circuits passifs.

De la relation $R_{eq} = (N - 1) R_a$ on déduit facilement que la puissance de bruit totale qui entre dans le récepteur est celle produite par une résistance R :

$$R = R_{eq} + R_a = (N - 1) R_a + R_a = N R_a$$

$$R = N R_a$$

Cas de quadripôles en cascade.

Si l'on considère deux quadripôles de facteurs de bruit N_1 et N_2 et de gain (ou perte) en puissance W_1 et W_2 . On montre que le facteur de bruit de l'ensemble est :

$$N_{12} = N_1 + (N_2 - 1) / W_1.$$

Le facteur de bruit N_{12} est d'autant plus proche de N_1 que W_1 est plus grand et en particulier, si Q_1 et Q_2 sont des étages amplificateurs, on voit que si W_1 est assez grand, le facteur de bruit est égal en pratique à N_1 facteur de bruit du premier étage.

MESURE DE FAIBLES TENSIONS DE BRUITS

Supposons que nous disposons d'une antenne convenable. Le problème qui se pose est de mesurer la température de sa résistance de rayonnement. Il est nécessaire pour cela d'utiliser un récepteur qui introduira lui-même du bruit. Supposons donc que, pour rendre compte des bruits parasites introduits par le récepteur, la résistance d'entrée semble être à une température T_R supérieure dans tous les cas à la température ambiante. Plaçons un appareil de mesure à la sortie du récepteur. Si l'antenne est pointée de façon à n'envoyer dans le récepteur aucun signal de bruit, l'indicateur de sortie fournira une indication correspondante à T_R et fluctuera au hasard autour de cette indication.

Si nous faisons un nombre assez grands n de lectures

de l'instrument de mesures, il est connu que la moyenne de ces lectures s'écartera de la véritable moyenne d'une quantité proportionnelle à $(\sqrt{n})^{-1}$.

Si la constante de temps des circuits du récepteur avant l'appareil de mesure est τ_e , il sera au plus possible d'obtenir $1/\tau_e$ lectures indépendantes par seconde. L'appareil de mesure étant supposé posséder une constante de temps « de sortie » τ_s , il prendra de lui-même la moyenne de τ_s/τ_e lectures par seconde. Les lectures fluctueront donc autour de la moyenne réelle d'une quantité proportionnelle à :

$$\sqrt{\frac{\tau_s}{\tau_e}}$$

Si l'on raisonne sur les largeurs de bande au lieu des constantes de temps, auxquelles elles sont liées par les relations :

$$\Delta f_s = \Delta f = \frac{1}{\tau_s} \text{ et } \Delta f = \Delta f = \frac{1}{\tau_e}$$

On constate que les fluctuations de l'appareil de mesure de sortie sont proportionnelles à la quantité :

$$\varphi = \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}$$

Si nous pointons maintenant l'antenne sur une source de telle façon que la température apparente de la résistance de rayonnement devienne T_A l'indicateur de sortie déviara, en moyenne et fluctuera autour de la nouvelle valeur.

Il est clair que l'on ne pourra parler d'une mesure de T , que si la nouvelle indication moyenne, s'écartera de l'ancienne d'une quantité supérieure à la moyenne des fluctuations de l'appareil de mesure.

Cette analyse assez intuitive fait apparaître une différence essentielle entre le radiomètre et le récepteur ordinaire, à savoir, *que ce sont les fluctuations de l'appareil indicateur de sortie qui limitent la précision des mesures.*

On pourrait considérer qu'en diminuant la quantité φ , on puisse augmenter indéfiniment la sensibilité de l'appareil. Il n'en est pourtant rien.

On ne peut pas diminuer Δf au-delà d'une certaine valeur par suite de la nécessité de suivre les perturbations solaires rapides.

On ne peut pas augmenter ΔF par trop, parce que, pour des raisons techniques, qui seront exposées ultérieurement, on augmente en même temps par trop le bruit propre du récepteur. C'est pourtant dans cette voie que nous pensons avoir réalisé quelques progrès et par là même amélioré de façon notable les performances des appareils.

En pratique on atteint des quotients $\frac{\Delta F}{\Delta f}$ de l'ordre de 1 à 10 10⁶, donc des quantités φ de 1 000 à 3 000. Il semble difficile d'aller plus loin dans le domaine des ondes métriques. Par contre, on peut espérer comme nous le verrons, atteindre des quotients plus élevés dans le domaine des ondes centimétriques.

1. — Passage du bruit dans le récepteur.

Pour des raisons d'ordre strictement technique, sur lesquelles nous ne reviendrons pas, les récepteurs employés comme radiomètres sont toujours du type supérahétérodyne. Le schéma d'ensemble d'un tel appareil est donné figure 2.

Les signaux auxquels nous avons affaire sont des bruits et le problème est d'étudier les modifications successives des caractéristiques de ces bruits

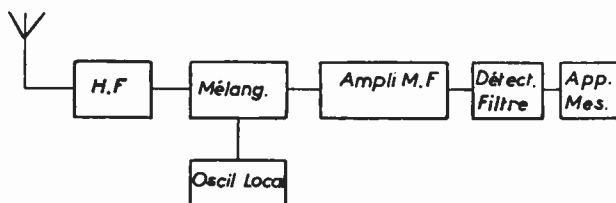


FIG. 2

dans les différents circuits qui composent le récepteur. Pour mener à bien cette étude il est nécessaire de toute évidence de disposer d'une représentation analytique d'une tension ou d'un courant de bruit.

Il est d'usage dans les articles consacrés à ces questions d'utiliser une décomposition analogue à une série de FOURIER, comportant, soit des amplitudes, soit des phases aléatoires. On obtient ainsi deux représentations [14].

A) On pose que le courant de fluctuations peut se représenter par :

$$(4) \quad I(t) = \sum_{n=1}^N (a_n \cos \omega_n t + b_n \sin \omega_n t)$$

$$\text{où :} \quad \omega_n = 2\pi f_n \quad f_n = n \Delta f.$$

On suppose que les quantités a_n et b_n sont des variables aléatoires indépendantes, distribuées normalement autour de 0 avec un écart type :

$$\tau = \sqrt{\omega(f_n) \Delta f}$$

où la fonction $\omega(f)$ est le spectre d'énergie du courant de bruit. Il est facile de voir que si la composante :

$$i_n = a_n \cos \omega_n t + b_n \sin \omega_n t$$

du courant, passait dans une résistance de valeur 1 ohm, l'énergie dissipée serait :

$$\omega(f_n) \Delta f = \overline{a_n^2} = \overline{b_n^2}$$

Dans les calculs que l'on effectue sur la représentation [4] on est amené tôt ou tard, à faire tendre l'intervalle de fréquence vers zéro en même temps que N tend vers ∞ . Les sommes deviennent des intégrales.

B) Une autre représentation est celle où l'on pose :

$$I(t) = \sum_{n=1}^N c_n \cos(\omega_n t - \varphi_n)$$

où $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_N$ sont des angles de phase distribués au hasard entre 0 et 2π et uniformément répartis et :

$$C_n = [2\omega(f_n) \Delta f]^{1/2} \quad \omega_n = 2\pi f_n \quad f_n = n \Delta f.$$

On peut démontrer, mais nous ne le ferons pas, que dans des conditions très générales, les deux représentations écrites ci-dessus sont équivalentes quand le nombre N tend vers l'infini.

Les cas où l'on emploie l'une ou l'autre des représentations sont difficiles à distinguer de façon générale. Mais dans presque tous les cas, l'une des deux représentations convient mieux que l'autre. Quoiqu'il en soit, il paraît évident qu'une tension de fluctuation ne subira aucune modification statistique quand elle sera transformée par un circuit linéaire quelconque. C'est notamment le cas d'un tube amplificateur fonctionnant dans une partie linéaire des caractéristiques.

En ce qui concerne le mélange hétérodyne qui nécessite un élément non linéaire, le problème pourrait se poser. Pourtant, on peut montrer que, si le signal proprement dit est d'amplitude très faible par rapport à l'oscillation locale, l'ensemble du mé-

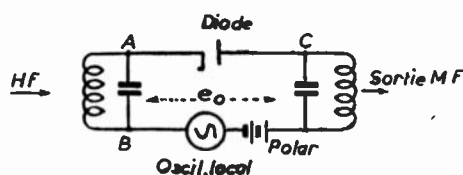


FIG. 3

langeur se comporte vis à vis du bruit comme un système linéaire. Dans tous les cas que nous envisagerons ces conditions seront remplies. Dans les récepteurs que nous utilisons, l'étage d'amplification à haute-fréquence amplifie au plus quelques fois ou n'existe pas du tout. Les tensions de signal sont donc toujours inférieures à 10^{-4} ou 10^{-5} fois l'amplitude de l'onde locale, laquelle est de l'ordre du volt. On peut d'ailleurs montrer rapidement l'équivalence qui existe entre un mélangeur à diode (ou à cristal détecteur) et un quadripôle formé d'éléments linéaires [15].

Le schéma simplifié de la figure 3 est utilisé. En AB est appliquée la tension haute-fréquence :

$$e_s = E_s \sin \omega_s t$$

En CD on recueille la tension à la fréquence moyenne :

$$e_m = E_m \sin \omega_m t.$$

La tension d'oscillation locale ajoutée à une polarisation éventuelle est e_o . La tension effectivement présente aux bornes de la diode est :

$$e_o + e_m + e_s$$

Si la caractéristique de la diode est $i = f(e)$, et comme e_s et e_m sont très petits devant e_o , on peut écrire :

$$i = f(e_o) + (e_m + e_s) f'(e_o) \dots$$

en développant en série de Taylor. La conductance de l'élément non linéaire est :

$$g = di/de = f'(e).$$

la partie importante de i est : $i = g(e_s + e)$.

Dans cette équation, g varie au cours du temps suivant la tension instantanée de l'oscillation locale. On peut décomposer g en série de Fourier :

$$g = g_0 + \infty \sum_1^{\infty} g \cos n \omega_0 t$$

On trouve alors :

$$i_s = g_0 E_s \sin \omega_s t + (g_n/2) E_m \sin (\omega_s t + \varphi).$$

$$i_m = g_0 E_m \sin (\omega_m t + \varphi) + (g_n/2) E_s \sin \omega_m t.$$

Ces équations permettent de remplacer le mélangeur par un circuit linéaire en π symétrique dont les éléments sont aisément calculables.

La seule difficulté qui subsiste donc est l'étude du comportement des fluctuations dans le second détecteur qui est, lui, un système non linéaire. Il est nécessaire, avant d'étudier le problème, de bien préciser un point. Contrairement à ce que l'on pourrait croire, il existe des inconvénients insurmontables à l'utilisation d'un mélangeur pour entraîner l'appareil de mesure. En effet, le mélangeur ne fournira pas de composante moyenne continue pour faire dévier un appareil de mesure en courant continu. Le battement de la porteuse de fréquence f_0 avec une tension fluctuante remplissant une bande centrée autour de f_0 et distribuée normalement autour de l'amplitude 0 fournira une composante nulle en moyenne à la fréquence zéro. L'utilisation d'un circuit non linéaire comme second détecteur est une absolue nécessité.

Fluctuations de sortie après détection.

Les méthodes propres à calculer la distribution de l'énergie de fluctuation dans le spectre après détection sont au nombre de deux, l'une étant directe, l'autre utilisant les fonctions de corrélation. L'ensemble du problème du calcul des fluctuations d'un appareil de mesure placé à la sortie d'un détecteur quadratique a été abordé par de nombreux auteurs, notamment DICKE [6] et BLANC-LAPIERRE [16]. Les deux méthodes de calcul aboutissent aux mêmes résultats.

Dans le cas où la bande passante à l'entrée du détecteur est de forme rectangulaire, de largeur ΔF et la bande passante de l'appareil de mesure est Δf et l'appareil à l'amortissement critique, les fluctuations de l'appareil de mesure sont de :

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\pi^{3/2}}{4} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}} N.$$

N étant le facteur de bruit.

Dans le cas d'un détecteur linéaire, DICKE cite un résultat de ULHENBECK qui a montré que les fluctuations sont deux fois plus faibles que celles du détecteur quadratique. On a, donc :

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\pi^{3/2}}{8} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}} N.$$

Nous avons d'ailleurs pu, sans difficultés graves,

vérifier cette proposition de ULHENBECK en calculant directement les fluctuations de sortie dans les deux cas.

Les résultats précédents ont été obtenus en supposant qu'il n'existe pas d'autres sources de fluctuations que celles dues à la nature statistique des bruits d'origine thermique des circuits ou d'origine électronique des tubes. Il n'en n'est malheureusement rien.

Influence des pertes dans la ligne d'antenne.

En général, il existe une certaine longueur de ligne de transmission entre l'antenne et le récepteur proprement dit. Cette longueur de guide d'onde ou de câble coaxial introduit des pertes, donc une composante résistive qui s'ajoute à l'impédance de rayonnement de l'antenne. Nous supposons que l'antenne est adaptée à la ligne d'impédance

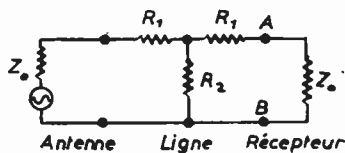


FIG. 4

Z_0 . La longueur de ligne atténuante peut se représenter par un quadripôle symétrique en T d'impédance caractéristique Z_0 . Le schéma équivalent est alors la figure 4. Nous supposons aussi que le récepteur est adapté.

L'application du théorème de THÉVENIN donne la condition d'adaptation bien connue :

$$Z_0 = R_1 (R_1 + 2 R_2).$$

La force électromotrice du générateur équivalent aux bornes AB est :

$$R_2 E / (R_1 + R_2 + Z_0).$$

si E est la force électromotrice du générateur d'impédance interne Z_0 équivalent à l'antenne. Quand on connecte Z_0 aux bornes AB , la tension de sortie est :

$$E_s = \frac{E R_2 Z}{(R_1 + Z_0) (R_1 + 2 R_2 + Z_0)}$$

En écrivant que : $E_s/E = \alpha$.

et après un calcul algébrique élémentaire, on obtient les relations bien connues des atténuateurs adaptés :

$$R_1 = Z_0 \frac{1 + 2\alpha}{1 - 2\alpha} \quad R_2 = Z_0 \frac{4\alpha}{1 - 4\alpha^2}$$

Portons la résistance d'antenne à la température absolue T_a le câble donc R_1 et R_2 étant portés à la température ambiante T_0 . On calcule aisément la puissance reçue des résistances du circuit en T qui produisent des puissances de bruit qui se dédui-

sent de la formule de Nyquist. Remarquons que :

$$R_1 + 2 R_2 + Z_0 = Z_0 \frac{2}{1 - 2\alpha}$$

$$R_1 + Z_0 = Z_0 \frac{2}{1 + 2\alpha}$$

$$R_1 + R_2 + Z_0 = Z_0 \frac{2}{1 - 4\alpha^2}$$

La puissance de bruit reçue de la ligne seule dans le récepteur est donnée par :

$$P_{\text{ligne}} = (1 - 4\alpha^2) k T_0 \Delta f.$$

La puissance provenant de l'antenne est :

$$P_a = 4\alpha^2 k T_a \Delta f.$$

La tension effectivement présente aux bornes d'entrée du quadripôle en T est en fait la moitié de la f.é.m. du générateur équivalent à l'antenne puisque celui-ci débite dans une résistance égale à sa résistance interne. Le rapport des tensions de sortie et d'entrée de ce quadripôle est donc en fait 2α et le rapport des puissances à la sortie et à l'entrée est $(2\alpha)^2$ ou β . La puissance reçue au récepteur est alors :

$$P = [(1 - \beta) T_0 + \beta T_a] k \Delta f.$$

La température apparente d'antenne est donc :

$$T_{\text{apparente}} = (1 - \beta) T_0 + \beta T_a$$

On vérifie aisément que si les pertes sont très grandes donc β très petit, la température apparente est égale à la température ambiante. De même si les pertes sont nulles, la température apparente est égale à la température d'antenne.

L'importance de cette formule est considérable en radioastronomie. Supposons que les pertes soient de 5 %, alors $\beta = 95$ % et l'on a :

$$T_{\text{ap.}} = 0,05 T_0 + 0,95 T_a$$

Supposons que T_0 300 degrés K. et que T_a 40° K.

$$T_{\text{ap.}} = 15^\circ + 38^\circ.$$

les composantes venant de l'antenne et des pertes de la ligne sont du même ordre de grandeur. Si les pertes sont de 10 %, ces composantes sont pratiquement égales et l'erreur statistique relative sur la température d'antenne seule, double par rapport à ce qu'elle serait s'il n'y avait pas de pertes.

Dans le cas où les pertes seraient encore plus grandes, la constance de la température de la ligne pourra introduire une limite à la précision des mesures. Supposons que les pertes soient égales de 1 db. On a alors $\beta = 0,8$. Supposons que la température T_a est de 40 degrés Kelvin et que la température ambiante est de 300° K. La contribution due à la ligne est de $0,2 \times 300 = 60^\circ$ K, celle de l'antenne

étant de 32° K. Une variation de 5 degrés de la température ambiante entraînera une variation de température apparente mesurée de 1 degré soit 3 % de la température apparente provenant de la source en étude. Il est clair qu'une atténuation de 1 db peut s'introduire facilement dans un circuit même très simple.

ANALYSE DES CIRCUITS

POUR UNE SENSIBILITÉ MAXIMUM

Nous avons indiqué plus haut que le facteur de bruit de l'ensemble de deux quadripôles Q_1 , Q_2 , de gain en puissance, W_1 , W_2 et de facteurs de bruit, F_1 , F_2 , placés en cascade est :

$$F = F_1 + (F_2 - 1)/W_1$$

Si W_1 est grand le facteur de bruit F est pratiquement égal à celui de l'étage d'entrée. Mais dire que W_1 est grand entraîne qu'il y a amplification de puissance dans le circuit Q_1 . Il n'est pas toujours possible d'obtenir un étage d'amplification Q_1 qui possède un gain de puissance W_1 grand et un facteur de bruit faible F_1 .

Cas d'un étage d'amplificateur HF.

De façon générale, le facteur de bruit d'un étage amplificateur a été étudié théoriquement et pratiquement dans les cas les plus variés.

L'aspect général des phénomènes est le suivant : le facteur de bruit d'un étage amplificateur donné augmente rapidement avec la fréquence. On peut commodément représenter cet effet en supposant l'existence d'une résistance convenable, placée entre grille et cathode. Cette résistance d'amortissement est due à deux effets :

1) La présence d'une inductance dans la cathode, provenant d'une longueur même faible de conducteur entre la cathode et la masse est équivalente à une résistance d'amortissement.

2) Le temps de transit des électrons.

L'ensemble de ces deux effets dépend évidemment de la fréquence. Il est plus faible pour les tubes miniatures que pour les tubes d'ancien modèle. L'expérience a montré que la conductance d'entrée du tube est proportionnelle au carré de la fréquence. Au point de vue bruit, cette conductance se comporte comme si elle était placée à la température de la cathode.

L'analyse faite par HÉROLD [18] et reprise par de nombreux autres auteurs, utilise le schéma de la figure 5.

R_A est la résistance d'antenne.

R_{eq} la résistance équivalente de bruit du tube T

R_i la résistance d'amortissement de T due au temps de transit et à la self de cathode.

Q un quadripôle de liaison, doté de propriétés de transformation d'impédances.

On trouve la relation suivante :

$$F = 1 + \frac{G_1}{G'_A} \cdot \frac{T_1}{T_0} + \frac{R_{eq}}{G'_A} \cdot (G'_A + G_1)^2$$

où $G_1 = 1/R_1$ est la conductance d'entrée du tube.

T_1 la température apparente de R_1 , on a toujours :

$$T_1/T_0 \approx 5 \text{ où } T_0 = 300^\circ \text{ K.}$$

G'_A est la conductance de l'antenne après transformation par le quadripôle Q . $1/R'_A$.

Le facteur de bruit F est rendu minimum si :

$$G'_A (\text{opt}) = \sqrt{\frac{T_1}{T_0} \frac{R_{eq}}{G_1} + G_1^2} \quad [6]$$

La conductance $G'_A (\text{opt})$ dépend donc de la fréquence, puisque G_1 en dépend. On peut même assurer que G'_A est au moins proportionnel à la fréquence puisque :

$$G' = kf^2$$

L'analyse qui conduit aux formules précédentes est valable en pratique pour tous les schémas d'amplification, soit cathode à la terre, soit grille à la terre, soit en cathode follower. Seules les deux

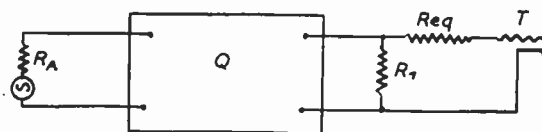


FIG. 5

premières configurations sont en fait employées.

La relation [6] montre qu'à une fréquence donnée, le facteur de bruit optimum est obtenu pour une conductance G_{1A} donnée. Or, c'est cette conductance, en parallèle avec G_1 , qui amortit le circuit d'entrée. Donc la condition de facteur de bruit optimum impose la bande passante d'entrée du récepteur. Or dans un radiomètre bien conçu, la bande passante du circuit d'entrée détermine la bande passante maximum utilisable. La bande passante totale sera au plus égale à la bande du circuit d'entrée et, en fait, toujours inférieure.

Or nous avons vu que la sensibilité maximum d'un radiomètre était déterminée par une relation de la forme :

$$\frac{\Delta T}{T} = hN \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}}$$

Donc, ce n'est pas la quantité N que nous devons rendre minimum, mais la quantité $N/\sqrt{\Delta F}$. N étant le facteur de bruit et ΔF la largeur de bande d'entrée et Δf la largeur de bande d'entrée.

Il semble bien que ce sont Wallman, Macnee et Gadsden (22) qui, ont, les premiers, pressenti l'interdépendance étroite du facteur de bruit optimum et de la bande passante du circuit d'entrée. D'autre part nous avons présenté précédemment une étude des conditions qui rendent minimum la quantité $N/\sqrt{\Delta F}$. [19].

(à suivre)

CALCUL D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE POUR UN MOTEUR A COURANT CONTINU

PAR

Jacques ZAKHEIM

Ingénieur de Recherches à l'O.N.E.R.A.

Généralités.

Dans la technique des télécommandes et des télémesures, on emploie très souvent des moteurs à courant continu de faible puissance : 5 à 15 watts par exemple. Pour des puissances de cet ordre, il est très commode d'utiliser des amplificateurs à tubes électroniques.

Un problème important, mis à part les difficultés inhérentes à l'amplification en courant continu, est celui du dimensionnement à l'étage de sortie de l'amplificateur. Celui-ci doit en effet être capable de fournir au moteur toute la puissance nécessaire et ceci dans des conditions raisonnables d'économie.

Dans ce qui suit, nous allons établir quelques relations permettant de choisir le régime le plus économique des tubes d'un étage de puissance fonctionnant en classe A, en fonction de la puissance et du couple développés par le moteur.

Nous examinerons successivement :

a) Le cas d'un moteur à excitation constante et à double induit ⁽¹⁾, chacun de ses enroulements étant branché dans le circuit plaque d'un étage de puissance symétrique ;

b) Le cas d'un moteur à excitation constante et à induit simple, branché entre les plaques des tubes d'un étage symétrique.

Moteur à double induit.

Traçons (fig. 1) le réseau des caractéristiques $I_p = f(V_p)$ des tubes utilisés. En première approximation, les caractéristiques peuvent être assimilées à des droites ayant une pente θ telle que $\tan \theta = 1/\rho$; ρ étant la résistance interne des tubes. Soit E la tension d'alimentation, V_{g_0} et I_0 respectivement la polarisation grille et le courant plaque au repos de chaque tube.

Si r désigne la résistance ohmique de chaque enroulement d'induit du moteur, le point de fonctionnement des tubes se trouvera en A, point d'intersection de la caractéristique à polarisation grille V_{g_0} avec la droite issue du point E et faisant avec la verticale un angle φ tel que $\tan \varphi = r$.

Chaque enroulement d'induit est traversé par le courant I_0 ; ces enroulements étant supposés identiques et branchés en sens contraire, les couples développés par chacun d'eux sont égaux et de signe opposé. Le couple résultant sur l'arbre du moteur est nul.

En fonctionnement, sous l'effet d'un signal de commande, les polarisations des tubes deviennent respectivement V_{g_1} et V_{g_2} , valeurs symétriques par rapport à V_{g_0} . Les courants plaque sont I_1 et I_2 et les tensions plaque V_{p_1} et V_{p_2} . Les points de fonctionnement des tubes se placent en B et C.

Nous avons, en négligeant les réactions d'induit :

$$1) V_{p_1} = E - rI_1 - Em_1 ; V_{p_2} = E - I_2 + Em_2 ;$$

en désignant par Em_1 et Em_2 les forces électromotrices développées dans chaque induit. Les deux induits étant supposés identiques, nous avons forcément $|Em_1| = |Em_2|$.

Donc sur la figure 1, $\overline{BD} = \overline{FC}$, le quadrilatère BDFC est un parallélogramme ; le point A étant le milieu de la diagonale BC (attaques des grilles symétriques), il en résulte :

$$2) I_1 - I_0 = I_0 - I_2 = \Delta I.$$

Les variations des courants plaques sont aussi égales ; le couple développé par le moteur sera alors :

$$3) Cm = k (I_1 - I_2) = 2 k \Delta I.$$

et la puissance utile s'écrit : $Wu = Em_1 I_1 + Em_2 I_2$ mais comme $Em_2 = -Em_1$ nous avons :

$$4) Wu = Em_1 (I_1 - I_2) = 2 Em \Delta I ;$$

indiquée par la surface hachurée sur la figure.

⁽¹⁾ Tel que par exemple le « Birotax », modèle Push-Pull mis au point à l'O.N.E.R.A. par M. VAN DEN BROECK Philippe.

Imposons-nous d'obtenir le couple maximum pour une utilisation complète des possibilités des tubes, c'est à dire qu'à ce moment, nous aurons $V_{g1} = 0$ et V_{g2} égale à la polarisation de coupure.

Pour le premier tube, nous pouvons écrire : $V_{p1} = \rho I_1$, ce qui, compte tenu des expressions 1), 2) et 3), nous permet d'écrire pour la puissance :

$$5) \quad Wu = \frac{Cm}{k} \left[E - (r + \rho) I_0 - \frac{(r + \rho)}{2k} Cm \right];$$

d'obtenir la puissance maximum pour un couple maximum.

$$8) \quad E_* = \frac{2}{k} (r + \rho) (Cm)_{\max} = 4 (r + \rho) I_0;$$

La puissance utile maximum sera alors égale à :

$$9) \quad (Wu)_{\max} = \frac{E_*^2}{4 (r + \rho)} = 4 (r + \rho) I_0^2;$$

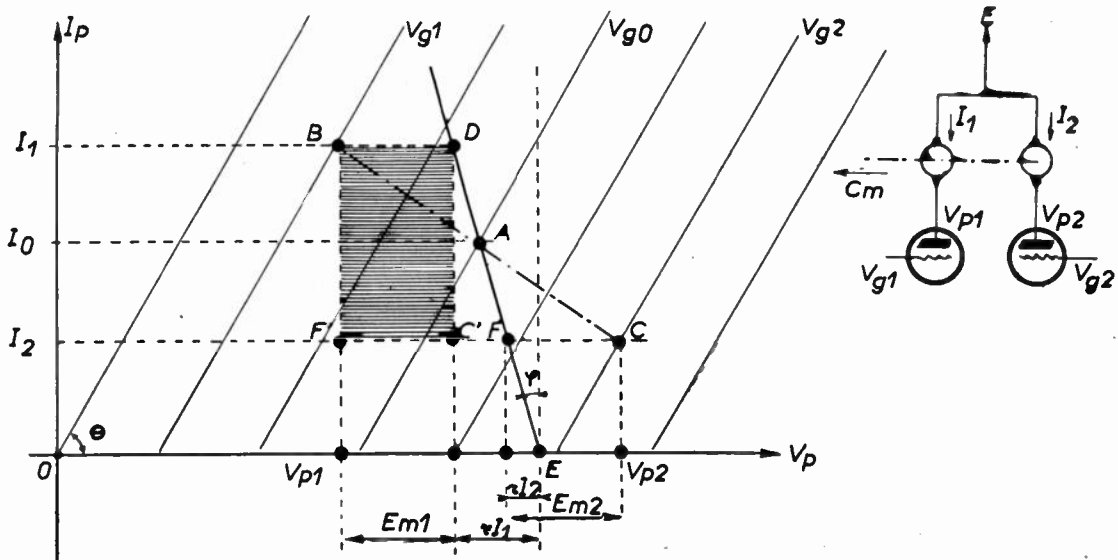


FIG. 1.

Comme le courant plaque du 2^e tube a été réduit à zéro, l'expression 2) s'écrit :

$$2 \text{ bis}) \quad I_2 = 0; \Delta I = I_0; I_1 = 2 I_0$$

Portons cette valeur dans l'expression 3), nous obtenons :

$$6) \quad I_0 = \frac{(Cm)_{\max}}{2k}$$

expression qui nous fixe le courant de repos de chaque tube en fonction du couple moteur maximum.

Compte tenu de 6), l'expression de la puissance s'écrit :

$$7) \quad Wu = \frac{(Cm)_{\max}}{k} \left[E - (r + \rho) \frac{(Cm)_{\max}}{k} \right];$$

La puissance passera par un maximum quand nous aurons :

$$\frac{d Wu}{d (Cm)_{\max}} = 0; \text{ c'est à dire quand } (Cm)_{\max} = \frac{E}{2} \cdot \frac{k}{(r + \rho)};$$

d'où nous tirons la valeur à donner à la tension de la source d'alimentation, valeur qui nous permet

Le rendement étant donné par $\eta = \frac{Wu}{E (I_1 + I_2)}$ sa valeur optimum sera :

$$10) \quad \eta_{\text{opt}} = \frac{(Wu)_{\max}}{2 E I_0} = 1/2;$$

Calculons également la f.e.m. maximum du moteur et les conditions au démarrage ; on obtient :

$$11) \quad r (I_1)_{\max} = \frac{E r}{2 (r + \rho)};$$

$$12) \quad (V_{p1})_{\min} = \frac{E \rho}{2 (r + \rho)};$$

$$13) \quad (Em)_{\max} = \frac{E}{2};$$

$$14) \quad (I_1)_{\text{dem}} = 4 I_0;$$

$$15) \quad (Cm)_{\text{dem}} = 2 (Cm)_{\max}$$

Moteur à induit simple.

Dans le cas d'un moteur à induit simple, celui-ci est branché dans la diagonale d'un pont dont les bras sont constitués par 2 tubes à vide et par 2 résistances.

Traçons (fig. 2) le réseau des caractéristiques $I_p = f(V_p)$ des tubes employés.

Au repos le courant passant dans l'induit du moteur est nul et le point de fonctionnement se trouve en A, point d'intersection de la caractéristique à polarisation V_{g0} avec la droite issue du point E et inclinée sur la verticale d'un angle φ tel que $tg\varphi = R$; le courant par tube est alors I_0 .

Sous l'effet d'un signal d'attaque symétrique sur les grilles, les polarisations grille deviennent V_{g1} et V_{g2} , les courants I_{p1} et I_{p2} et les tensions plaque

d'où nous tirons :

$$18) \quad I_{p1} = \frac{(E + R Im)}{(R + \rho)}; \quad V_1 = \overline{OV_1}$$

$$= \frac{\rho}{(R + \rho)} (E + R Im);$$

$$\overline{EV_1} = \frac{R}{(R + \rho)} (E - \rho Im);$$

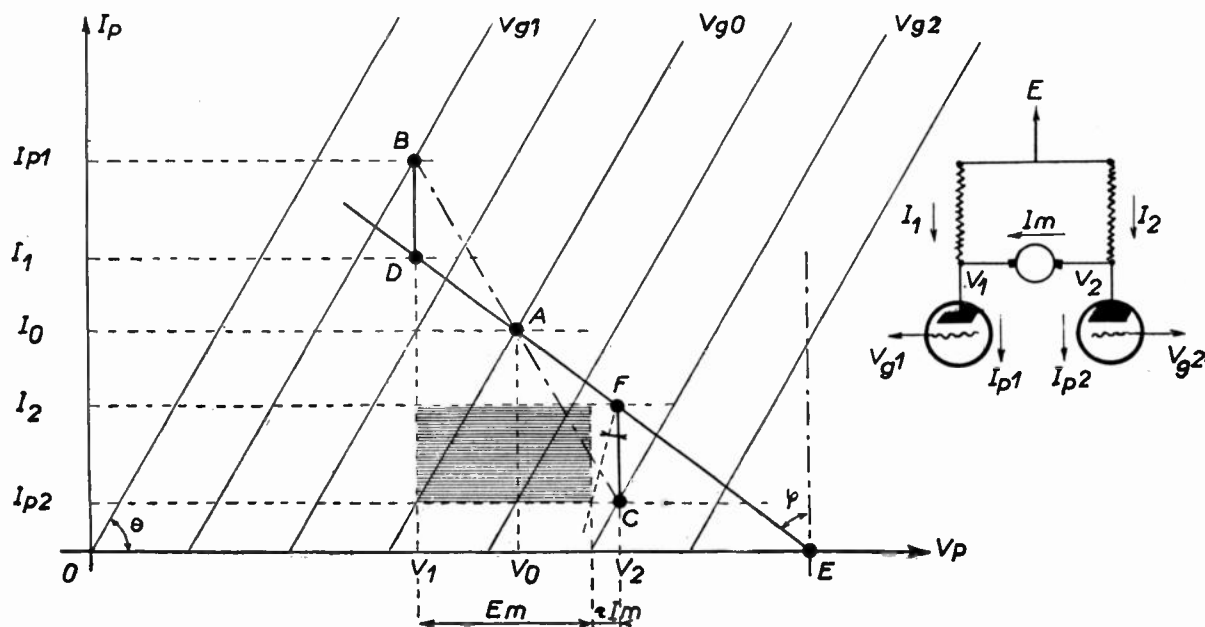


FIG. 2.

V_1 et V_2 . Les points de fonctionnement se placent respectivement en B et en C.

Désignons par I_1 et I_2 les courants dans les résistances R et par Im celui traversant l'induit du moteur.

Nous pouvons écrire :

$$16) \quad Im = I_2 - I_{p2} = I_{p1} - I_1;$$

$$\text{et } Em = (V_2 - V_1) - r Im;$$

en désignant par Em la f.c.e.m. du moteur et par r la résistance ohmique de l'induit. La puissance utile sera donnée par :

$$17) \quad Wu = Em Im;$$

indiquée par la surface hachurée.

Comme dans le cas précédent, imposons-nous d'obtenir le couple maximum pour une utilisation complète des tubes et poussons l'attaque pour avoir : $V_{g1} = 0$

Nous avons alors :

$$\begin{aligned} \overline{OV_1} &= \rho I_{p1}; \quad tg\varphi = \frac{\overline{EV_1}}{\overline{DV_1}} = \frac{(\overline{OE} - \overline{OV_1})}{\frac{\overline{OV_1}}{\rho} - \overline{BD}} \\ &= \frac{(E - \rho I_{p1})}{(I_{p1} - Im)}; \end{aligned}$$

Le quadrilatère $BFC D$ étant un parallélogramme, nous en déduisons immédiatement :

$$\overline{V_1 V_0} = \overline{V_0 V_2}; \quad \overline{V_1 V_2} = 2 \overline{V_1 V_0};$$

Comme

$$\overline{EV_0} = RI_0$$

on a :

$$\overline{V_1 V_2} = 2 (\overline{EV_1} - \overline{EV_0}) = \frac{2R}{(R + \rho)}$$

$$\left[E - (R + \rho) I_0 - \rho Im \right];$$

et la force contre-électromotrice du moteur est alors :

$$19) \quad Em = \frac{2R}{(R + \rho)} \left[E - (R + \rho) I_0 \right] - \frac{Im}{(R + \rho)} \left[(R + \rho)r + 2R\rho \right];$$

Si la polarisation nulle de la grille d'un des tubes est obtenue en même temps que le blocage de l'autre, nous aurons :

$$\begin{aligned} (I_{p2})_* &= 0; \quad (\Delta I)_* = I_0 - I_2 = I_0 - Im; \\ (I_{p1})_* &= I_0 + \Delta I + Im = 2(I_0)_* \end{aligned}$$

d'où, compte tenu de l'expression 18), nous avons :

$$20) \quad (I_0)_* = \frac{(E + R \operatorname{Im})}{2 (R + \rho)} ;$$

relation qui nous fixe le courant moyen des tubes en fonction du courant passant dans l'induit du moteur, donc en fonction du couple moteur $Cm = k \operatorname{Im}$.

Dans les conditions d'utilisation maximum des tubes, nous aurons donc, en portant la valeur de $(I_0)_*$ dans 19)

$$19 \text{ bis}) \quad (Em)_* = \frac{R}{(R + \rho)} E - \frac{[(R + \rho) r + R (R + 2 \rho)]}{(R + \rho)} \cdot \operatorname{Im} ;$$

La puissance utile $(Em)_* \operatorname{Im}$ passera par un maximum quand nous aurons

$$\left(\frac{d Wu}{d \operatorname{Im}} \right) = 0$$

c'est-à-dire quand nous aurons :

$$(Im)_* = \frac{R \cdot E}{2 [(R + \rho) r + R (R + 2 \rho)]}$$

d'où nous tirons la valeur à donner à la tension d'alimentation, valeur qui nous permet d'obtenir la puissance maximum pour le couple maximum,

$$21) \quad E^* = 2 \cdot \frac{[(R + \rho) r + R (R + 2 \rho)]}{R} (Im)_* ;$$

La puissance utile est alors donnée par l'expression :

$$22) \quad (Wu)_{\max} = \frac{R^2 E^2}{4 (R + \rho) [r (R + \rho) + R (R + 2 \rho)]}$$

Le rendement en puissance de l'ensemble est donné par :

$$\eta = \frac{Wu}{E (I_1 + I_2)} = \frac{Wu}{2 E I_0}$$

Sa valeur optimum sera donc, en remarquant que pour la puissance maximum l'expression 20) s'écrit sous la forme :

$$20 \text{ bis}) \quad (I_0)_* = \frac{E}{2 (R + \rho)} \cdot \frac{[(R + \rho) r + R (1,5 R + 2 \rho)]}{[(R + \rho) r + R (R + 2 \rho)]}$$

$$23) \quad (\eta)_{\text{opt}} = \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\left[\frac{r}{R} (1 + \rho/R) + (1,5 + 2\rho/R) \right]}$$

valeur qui ne dépasse jamais 1/6.

Calculons aussi le courant de démarrage dans l'induit du moteur. Pour cela, il suffit de rendre Em égal à zéro dans l'expression 19 bis).

On obtient :

$$24) \quad (Im)_{\text{dem}} = \frac{R \cdot E}{[r (R + \rho) + R (R + 2 \rho)]} = 2 (Im)_*$$

et le couple au démarrage sera le double du couple correspondant à la puissance maximum.

LES COMPTEURS ARITHMÉTIQUES D'IMPULSIONS

PAR

A. DAUPHIN

*Directeur des Etudes de la Division Radioélectricité
et Electronique de l'E.S.E.*

I. INTRODUCTION.

Depuis la découverte du RADAR les progrès réalisés dans la technique des impulsions ont contribué au développement considérable des applications scientifiques et industrielles de l'Electronique. L'idée de compter les impulsions, produites par un événement extérieur ou créées de toutes pièces, fut le point de départ de la réalisation d'appareils doués d'une grande précision, extrêmement féconds et puissants, tels les grandes machines à calculer, les compteurs de particules utilisés en Physique Nucléaire, les chronomètres et les fréquencemètres de précision. Concurrément de nombreuses applications industrielles et biologiques se sont développées.

La variété des applications des compteurs d'impulsions justifie l'importance des publications qui ont été faites ces dernières années. De cette documentation il apparaît qu'un état de stabilisation des principes utilisés et des réalisations courantes semble atteint. Il nous a paru intéressant d'en faire la synthèse, tout en donnant le maximum de références susceptibles de faciliter le travail d'un Ingénieur désireux de s'initier à cette technique. Par ailleurs nous signalerons les tendances nouvelles qui se dégagent des publications récentes et montrent la voie vers laquelle des progrès seront certainement réalisés dans les années à venir.

II. GÉNÉRALITÉS.

S'il n'existe pas, à notre connaissance, d'ouvrage complet sur la technique du dénombrement des impulsions, il est possible de trouver des renseignements précieux dans les ouvrages suivants qui traitent de sujets plus particuliers.

- (1) **Electrical Counting**, par LEWIS (*Cambridge University Press*, 2^e édit., 1948).

Dans cet ouvrage destiné plus spécialement aux Physiciens sont exposés les principes de fonctionnement des compteurs électroniques ; quelques montages originaux sont décrits.

- (2) **Electronics** (Experimental techniques par EL-MORE et SANDS - volume I de la Division V des

« National Nuclear Energy Series » (*Mac Graw Hill* 1949).

Traitant des applications expérimentales de l'Electronique en Physique nucléaire, cet ouvrage est précieux par la densité des informations données. Les chapitres II (Circuits éléments) et IV (Electronic counters) sont spécialement recommandés.

- (3) **WAVEFORMS** - Vol. 19 des « Radiation Laboratories series » (*Mac Graw Hill* 1949).

Dans cet ouvrage utile aux techniciens des impulsions, nous nous intéresserons en particulier aux chapitres 5 et 17 :

- (4) **Generation of fast Waveforms**, par SAYRE. où l'on trouve des renseignements sur le fonctionnement des multivibrateurs et des basculeurs.

- (5) **Counting**, par WOODBURY et HOLDAM. où sont exposés les principes généraux du comptage des impulsions.

- (6) **High Speed computing devices**, par « The staff of Engineering Research Associates Inc » (*Mac Graw Hill* 1950).

Consacré aux machines à calculer à grande vitesse, cet ouvrage décrit chapitre 2 « Counters as elementary components » les différents types de montages de base utilisés dans les compteurs électroniques. Ce chapitre est suivi de nombreuses références.

Peu d'articles traitent du problème dans sa généralité. Nous signalerons plus spécialement ceux de :

- (7) NASLIN et PEUTEMAN - **Les compteurs électroniques d'impulsions**, *Revue Générale de l'Electricité* - Octobre 1948 et *Onde Electrique* - Avril et Juin 1949.

où sont exposés en détail les principes de fonctionnement des différents types de montages à tubes à vide et à thyatron utilisés dans les compteurs d'impulsions et citées leurs principales applications.

- (8) COOKE - YARBOROUGH - **The counting of random pulses** - *Journ. of British Inst. of Rad. Eng.* Septembre 1951.

dans lequel sont passés en revue les différents types de montages électroniques utilisés en Physique Nucléaire pour le dénombrement des particules.

III. ÉLÉMENTS ET CARACTÉRISTIQUES D'UN COMPTEUR.

Des nombreux autres articles publiés à propos d'une application particulière ; compteurs utilisés en Physique Nucléaire, chronomètres électroniques, machines à calculer etc..., où relatifs au fonctionnement d'un élément de compteur, ressortent des principes généraux que nous croyons bon de résumer avant de citer les articles eux-mêmes.

L'élément de base d'un compteur électronique d'impulsions est un dispositif ayant plusieurs états d'équilibre. Il passe d'un état d'équilibre à un autre lorsqu'un signal de forme convenable lui est transmis. Il peut fournir, au moment du passage à un état d'équilibre déterminé, un signal susceptible d'actionner un élément analogue. Accessoirement il peut être muni d'un dispositif indiquant l'état d'équilibre où il se trouve. Il constitue à lui seul un compteur dont la capacité est égale au nombre de ses états d'équilibre.

En plaçant en cascade un certain nombre d'éléments de base on réalise un compteur dont la capacité totale est égale au produit des capacités des éléments. On utilise des éléments à deux états d'équilibre pour réaliser des compteurs binaires, ou des éléments à 10 états d'équilibre (décades) dans les compteurs décimaux.

Outre la capacité et le système de numération, que nous venons de définir, les compteurs sont caractérisés par :

- leur temps de résolution - (temps minimum devant séparer deux impulsions pour qu'elles soient enregistrées par l'appareil).

- leur sensibilité - (forme, amplitude et durée des impulsions susceptibles d'actionner l'appareil).

- leur stabilité et leur sécurité de fonctionnement dont dépend le crédit que peut apporter à l'appareil son utilisateur.

- leur encombrement et leur prix.

IV. RÉALISATIONS.

La réalisation des éléments de base des compteurs montre l'ingéniosité des Electroniciens pour utiliser au maximum, compte tenu des caractéristiques citées plus haut, les moyens mis à leur disposition par leur technique.

Indépendamment des relais électromécaniques, utilisés depuis longtemps, nous trouvons des éléments de compteurs, à accumulation d'énergie réactive, à tubes à vide, à tubes à gaz à cathode chaude (thyratrons) et à cathode froide (néons), à cristaux (transistors) et à matériaux magnétiques.

1. Compteurs électromécaniques. — En raison de leur temps de résolution médiocre (supérieur à 50 ms pour les modèles courants) ils ne sont guère utilisés que dans le dernier étage d'un compteur. Ils présentent l'avantage d'avoir, sous un faible encombre-

ment, une grande capacité et un affichage direct du résultat. Ils nécessitent des circuits électroniques de commande spéciaux et souvent une alimentation particulière (16).

(9) BENETT, *Electromechanical registers*, *Electronic Eng.* Mars 1951.

après avoir cité les caractéristiques d'emploi des compteurs électromécaniques utilisés en Physique Nucléaire, décrit des dispositifs à grande vitesse de résolution.

2. Compteurs à accumulation d'énergie réactive.

— WOODBURY et HOLDAM (5) exposent d'une façon complète la théorie du fonctionnement de ces compteurs dans lesquels chaque impulsion apporte sur un condensateur une certaine quantité d'énergie réactive. La tension aux bornes de ce condensateur monte en intervalles réguliers, elle peut être lue sur un appareil de mesure et remise à zéro, au bout d'un certain nombre de paliers (10 par exemple), au moyen d'un interrupteur électronique.

Des réalisations ont été décrites complètement avec les circuits électroniques associés par :

(10) PITMAN - *A cathode ray tube chronoscope*, *Electronic Eng.* Décembre 1948.

Qui utilise ce montage dans un chronomètre électronique à indication cathodique.

(11) LEWIS et RAFFLE - *A stepping scale of ten counting circuit*, *Journ. of Sc. Inst.*, Janvier 1950.

Qui donnent la description détaillée d'une décade utilisée dans un compteur d'impulsion utilisé en Physique Nucléaire.

Ces compteurs ont un temps de résolution médiocre de quelques dizaines de microsecondes et nécessitent une mise au point délicate notamment en ce qui concerne l'interrupteur électronique.

Un dispositif original qui utilise le phénomène de magnétisme rémanent a été décrit par :

(12) HERTS - *A magnetic scaling unit*, *Journ. of Appl. Phys.* Janvier 1951.

L'interrupteur électronique à thyatron ne permet pas des vitesses supérieures à 2 000 impulsions/seconde.

3. Compteurs à tubes à vide. — Ils ont donné lieu à de nombreux développements en raison de leur grande souplesse d'emploi. Très utilisés actuellement ils permettent les plus grandes vitesses de résolution.

Elément binaire. — L'élément de base des compteurs binaires est un basculeur à 2 tubes ayant deux états d'équilibre stable. Le montage Eccles-Jordan, connu depuis plus de 40 ans est toujours le plus utilisé.

(13) ECCLES-JORDAN - *A trigger relay* - *Radio Review*, Octobre 1919.

On l'attaque le plus souvent par des impulsions négatives appliquées à travers deux diodes aux plaques des tubes basculeurs, comme l'ont montré :

- (14) HIGGINBOTHAM - GALLACHER et SANDS - **The model 200 pulse counter**, *Rev. of Sc. Inst.* Octobre 1947.

Le principe de fonctionnement et les dispositifs de commande de ce montage sont exposés par les auteurs déjà cités (2-4-6-7).

Ces dernières années on a cherché à diminuer le temps de résolution par l'emploi de pentodes et de tubes « miniature ». Le montage à pentodes décrit par SAYRE (4), dans lequel on limite les variations des potentiels grille et plaque par des diodes polarisées, a donné lieu à des réalisations intéressantes :

- (15) SESSLER et MASKET - **High Speed Electronic Scaler**, *Rev. of Sc. Inst.* Mai 1950.

- (16) MOODY - HOWELL - BATTEL et TAPLIN - **A comprehensive counting system**, *Rev. of Sc. Inst.* Juillet 1951.

Il est ainsi possible d'obtenir des vitesses de résolution de 8 à 10 Mc/s.

Une étude théorique du montage ECCLES - JORDAN à pentodes :

- (17) TILLMAN - **Transition of an Eccles-Jordan circuit**, *Wireless Eng.* Avril 1951.

donne une méthode de calcul et de vérification du temps de déclenchement du basculeur.

D'autres montages basculeurs à deux états d'équilibre ont été étudiés (7). Les montages à pentodes ont donné lieu à des développements intéressants.

Nous noterons spécialement le basculeur à pentodes dans lequel l'écran d'une pentode est couplé directement à la plaque de l'autre pentode.

Imaginé par BLAIR.

- (18) BLAIR - **An Improved Current Integrator**, *Rev. of Sc. Inst.*, Mars 1943. et développé par REGENER,

- (19) REGENER - **Design and use of Directly Coupled Pentode Trigger Pairs**, *Rev. of Sc. Inst.*, Mai 1946. ce montage est intéressant par sa simplicité et le petit nombre d'éléments nécessaires à sa réalisation.

Le basculeur de MOORE :

- (20) MOORE. **Pentode counting or Control Ring.**, *Rev. of Sc. Inst.* Avril 1950.

utilise des pentodes 6 AS 6 dans lesquelles l'écran joue le rôle de plaque et la bascule est déclenchée sur la grille supprimeuse. Les conditions de fonctionnement ne sont pas critiques et la mise au point en est facilitée.

Éléments à plus de 2 états d'équilibre, décades. — Des systèmes à plus de deux états d'équilibre (Echelle de N) ont été imaginés, dont le but principal était la réalisation de décades. Les solutions proposées visaient soit l'utilisation du minimum de tubes nécessaires à la constitution d'une capacité donnée soit l'augmentation de la sécurité de fonctionnement.

Diverses solutions ont été adoptées.

Les *montages en anneau* nécessitent un nombre de tubes au moins égal à leur capacité. Ils peuvent être placés facilement à l'une quelconque de leur position d'équilibre et être rendus réversibles. D'où leur emploi dans les machines à calculer.

Trois montages principaux sont utilisés.

a) *Echelle de N à N tubes.* — Généralisation du montage basculeur binaire, il semble limité pour des raisons de stabilité de fonctionnement à 5 positions d'équilibre on en trouvera la description dans :

- (1) LEWIS (déjà cité).

- (21) WEST. **An Electronic Decimal Counter Chronometer**, *Electronic Eng.*, Janvier 1947.

- (22) PEUTEMAN - **Décade de compteur électronique**, *Comptes rendus Ac. des Sc.*, 19 Juin 1950.

b) *Echelles de 2 N à 2 N tubes.* — En montant en anneau un nombre pair de tubes de telle sorte que deux tubes opposés constituent un basculeur binaire, on réalise un montage à autant d'états d'équilibre que de tubes.

Ces montages ont été utilisés dans des décades décrites par :

- (23) REGENER, **Decade Counting circuit**, *Rev. of Sc. Inst.*, Mai 1946. qui utilise la bascule de BLAIR (18) (19).

- (24) BAKER - **A cyclic electronic counter**, *Journal of Sc. Inst.* 1948 p. 127 qui utilise des bascules Eccles-Jordan à triodes.

- (20) MOORE (déjà cité).

c) *Echelles de N à 2 N tubes.* — Les montages précédents nécessitent souvent des réglages délicats, une sélection sévère des tubes et des éléments utilisés.

Un montage plus stable et susceptible de plus grande vitesse de résolution consiste à placer en anneau N éléments binaires le plus souvent du type Eccles Jordan. On trouvera des descriptions de cet anneau dans :

- (25) **Electronic computing circuits of the ENIAC**, par BURKS, *P.I.R.E.*, Août 1947.

- (26) **High Speed N - Scale Circuits**, par SHARPLESS, *Electronics*, Mars 1948.

Décades composées. — On a cherché à diminuer le nombre de tubes nécessaires à la réalisation de décades en utilisant des montages en cascade.

L'idée la plus simple consiste à placer en série une échelle de 5 et une échelle de 2.

- (27) **Stable ten light decade Scaler**, par WEISMAN, *Electronics*, Mai 1949.

Décrit une décade dont l'échelle de 5 est du type SHARPLESS (26). La mise au point du montage est simple et son fonctionnement sûr. Il nécessite 7 tubes doubles.

Les décades les plus économiques en tubes sont constituées par 4 étages binaires en cascade dans lesquels le compte est ramené de 16 à 10 par le jeu de réactions. Les réalisations diffèrent par la façon dont ces dernières sont constituées.

Nous citerons les décades de :

- (28) POTTER - **A four tube decade counter**, *Electronics*, Juin 1944.

- (29) GROSDOFF - **Electronic Counters**, *R.C.A. Review*, Septembre 1946.

(30) ROBLAT - SAYLE et THOMAS - **Scale of hundred counting unit**, *Journ. of Sc. Inst.*, Janvier 1948. Dans un article récent déjà cité (16) on trouvera le schéma complet et l'exposé du fonctionnement d'une décade à pentodes à 4 étages binaires ayant un temps de résolution de $2,5 \mu s$.

Des études théoriques de ce procédé ont été faites.

(31) GOSSIK - **Predetermined counters**, *P. I. R. E.*, Juillet 1949.

A montré qu'il est possible d'obtenir à partir d'un compteur binaire à n étages une échelle de N quelconque ($N < 2n$).

(32) MONTGOMERY - **Feedback in binary counters**, *Journ. of Appl. Phys.*, Juin 1951. examine le mécanisme de la réaction.

(33) ELMORE - **Decade Scaling circuits**, *Rev. of Sc. Inst.*, Novembre 1951.

Donne deux schémas nouveaux pour transformer en décade un compteur à 4 étages binaires qui présentent des avantages sur ceux de POTTER et GROSDOFF, du point de vue indication du compte et vitesse de résolution.

4. Compteurs à tubes à gaz. — Si les tubes à gaz à cathode chaude (Thyratrons) ont été utilisés depuis longtemps dans les compteurs d'impulsions, il semble qu'ils ne présentent pas d'avantages marqués sur les compteurs à tube à vide et bien au contraire ont un temps de résolution plus long.

Par contre les tubes à cathode froide (Néons) ont une vogue grandissante en raison de leur faible consommation. Ils sont utilisés dans les appareils portatifs et toutes les fois qu'une grande vitesse de résolution n'est pas exigée.

(34) MANLEY et BUCKLEY - **Neon diode ring counter**, *Electronics*, Janvier 1950.

décrivent une réalisation originale et économique qui nécessite par élément une diode au néon classique, un cristal, une capacité et une résistance.

(35) COOKE YARBOROUGH, BRADWELL, FLORIDA et HOWELLS, **A pulse amplitude analyser of improved design**, *P.I.E.E.*, Mars 1950, p. 108.

décrivent notamment une échelle de 5 utilisant des triodes à gaz à cathode froide (G 150/2 D) dont le temps de résolution est de 2 millisecondes.

Les progrès réalisés ces dernières années dans ce domaine ont abouti à la réalisation de tubes à gaz compteurs. Constitués par une série de cathodes placées autour d'une anode centrale ils constituent à eux seuls une décade auto-indicatrice. A chaque impulsion l'arc produit entre l'anode et une des cathodes se déplace sur une cathode voisine. Les premières réalisations :

(36) LAMB et BRUSTMAN - **Polycathode glow tube for counters and calculators**, *Electronics*, Novembre 1949.

(37) BACON et POLLARD - **The Dekatron**, *Electronic Eng.*, Mai 1950.

nécessitaient des circuits de commande complexes pour imposer le sens de rotation de la décharge.

(38) HOUGH et RIDLER - **Multicathode gas tube counter**, *Electrical Communications*, Septembre 1950.

ont imaginé un tube plus souple à cathodes directives.

Récemment un nouveau type de Dekatron, pouvant être commandé par une seule impulsion a été décrit par :

(39) ACTON - **The Single pulse Dekatron**, *Electronic Eng.*, Février 1952.

Les vitesses de résolution de ces tubes semblent devoir atteindre 20 000 impulsions/seconde. Pour ces vitesses modérées, l'emploi de ces tubes compteurs est la solution la plus économique.

Signalons le début d'une série d'articles sur le développement de la technique d'emploi des tubes à gaz à cathode froide dans les compteurs d'impulsions.

(40) HOUGH et RIDLER - **Some recently developed Cold Cathode Glow Discharge Tubes and Associated circuits**, *Electronic Eng.*, Avril 1952.

5. Tubes compteurs à faisceau électronique. — Quelques réalisations originales consistant à utiliser un tube à rayons cathodiques dont le faisceau peut être dévié par les impulsions en un certain nombre de positions stables ont été décrites récemment. Ces tubes ayant un bon temps de résolution de l'ordre de $10 \mu s$, nécessitent des circuits de commande complexes.

(41) ALFVEN et ROMANUS - **The Trochotron**, *Nature (G.B.)*, 1 Novembre 1947.

(42) SEARS - **Electron beam deflection tube for P.C. M.**, *Bell System techn. Journ.*, Janvier 1948.

(43) HOLLWAY, **An Electron beam decimal counter tube**, *Nature (G.B.)*, 27 Mai 1950.

6. Compteurs à cristaux. — Les transistors ont, depuis leur apparition fin 1948, donné lieu à de nombreuses spéculations théoriques et pratiques. Il est normal que l'on ait songé à les utiliser dans les compteurs d'impulsions. Néanmoins leurs caractéristiques sont instables ; elles varient d'un échantillon à l'autre et pour un échantillon dans le temps. Avec les progrès qui seront réalisés dans leur construction, ils pourront être très utiles. De faible encombrement, ils ont une puissance de commande négligeable, nécessitent de faibles tensions d'alimentation ; leur capacité d'entrée et de sortie et leurs impédances d'utilisation étant faibles ils permettront de grandes vitesses de résolution.

Des montages basculeurs à deux états d'équilibre ont été étudiés. Indépendamment de la transposition des montages classiques à tubes à vide, nécessitant deux transistors par basculeur, il est possible de réaliser un montage à deux états d'équilibre stables avec un seul transistor.

La description et l'étude de ces montages a été faite par :

(44) REICH et UNGVARY - **Transistors trigger circuits**, *Rev. of Sc. Inst.*, Août 1949.

(45) SCHULTEISS et REICH - **Some transistors trigger circuits**, *P.I.R.E.*, Juin 1951.

(46) QUEEN - **Transistors as multivibrators**, *Radio Electronics*, Septembre 1951.

Une décade expérimentale utilisant des transistors a été étudiée par :

(47) EBERHARD - ENDERS et MOORE - **Counter circuits using transistors**, *R.C.A. review*, Décembre 1949.

Les auteurs de cet article ont insisté sur les difficultés de mise au point et de réglage de la décade ; les caractéristiques des transistors variant dans le temps, il est pratiquement impossible d'utiliser le montage.

La technique d'utilisation des transistors étant au point, il est probable que lorsque les caractéristiques de construction seront stabilisées l'emploi des transistors dans les compteurs d'impulsions se généralisera.

7. Utilisation des matériaux magnétiques. — A l'inverse des transistors les matériaux magnétiques présentent une stabilité de fonctionnement qui les font utiliser de plus en plus dans les appareils électroniques. Les amplificateurs magnétiques sont déjà d'un usage courant.

Les matériaux à grande perméabilité dont le cycle d'hystérésis a une forme rectangulaire, ont deux régimes de saturation stables. La possibilité d'enregistrer ainsi un signal binaire et de réaliser un dispositif à mémoire ont été montrés récemment par WANG :

(48) WANG et WOO - **Static magnetic storage and delay line**, *Journ. of Appl. Physics.*, Janvier 1950.

(49) WANG, **Magnetic trigger**, *P.I.R.E.*, Juin 1950.

(50) WANG - **Magnetic delay line storage**, *P.I.R.E.*, Avril 1951.

La réalisation à l'aide de ces montages de compteurs proprement dits présente la difficulté, sinon l'impossibilité, de détecter le sens de l'aimantation résiduelle et par conséquent l'état d'équilibre dans lequel se trouve le dispositif. Ils peuvent être utilisés néanmoins toutes les fois que l'affichage du compte n'est pas nécessaire.

Enfin l'utilisation du phénomène de ferromagnétisme offre une possibilité nouvelle, susceptible de détermi-

ner les tubes électroniques dans la technique des compteurs d'impulsions. On utilise le fait que le coefficient de self induction d'une bobine à fer varie dans de grandes proportions avec le courant qui la traverse. Un circuit oscillant série contenant une bobine à fer peut avoir deux positions d'équilibre stables suivant que le courant qui le traverse est fort ou faible et le passage d'un état à l'autre peut être commandé par des impulsions.

L'explication du phénomène et la description d'une décade ont été données dans un article récent :

(51) ISBORN - **Ferroresonant flip-flops**, *Electronics*, Avril 1952.

Cette décade enregistre des impulsions à une cadence moyenne de 100 000 par sec. Elle ne nécessite ni tube, ni diodes, et sa puissance de commande n'est que d'un Watt.

V. CONCLUSION.

Ce rapide tour d'horizon nous a montré la variété des solutions adoptées pour la réalisation de compteurs d'impulsions. Le choix de telle ou telle solution dépend de la destination du compteur et de la caractéristique sur laquelle on désire porter plus spécialement son attention : vitesse, encombrement, sécurité de fonctionnement, etc...

En physique nucléaire le dénombrement des particules pose divers problèmes. Les détecteurs à scintillation ayant un temps de résolution très bref il convient d'utiliser un compteur rapide. On placera en tête du compteur des étages binaires à tubes à vide qui permettent les plus grandes vitesses de résolution. Les tubes Geiger ont un temps mort de 200 μ s environ, il est inutile d'aller trop vite et l'emploi de tubes compteurs est à envisager.

Dans les machines à calculer, la sécurité et la stabilité de fonctionnement s'imposent. Il est probable qu'on tendra à éliminer de plus en plus les tubes à vide ou à gaz et que, les questions d'encombrement et de poids étant moins critiques, l'avenir sera réservé aux compteurs magnétiques.

Enfin il n'est pas impossible que, dans les cas où questions d'encombrement et de consommation sont de première importance, l'usage des transistors et même des circuits imprimés pourra être envisagé.

LE DEUXIÈME SALON DE LA TÉLÉVISION

Du 3 au 12 Octobre 1952 s'est tenu au Musée des Travaux Publics, place d'Iéna, le second Salon de la Télévision, organisé par la Société pour la Diffusion des Sciences et des Arts sous le patronage de la Fédération nationale des Syndicats des Industries Radioélectriques et électroniques et du syndicat des constructeurs d'appareils radiorécepteurs et téléviseurs, avec le concours de la Radiodiffusion et Télévision françaises. Il a été inauguré le 4 octobre par M. J.M. LOUVEL, Ministre de l'Industrie et du Commerce et par M. R. MARCELLIN, Ministre de l'Information.

La construction radioélectrique était représentée par vingt six constructeurs de téléviseurs et trois installateurs d'antennes, dont les stands occupaient trois étages. L'amphithéâtre, transformé en studio de prise de vues, contenait environ 700 spectateurs. Les visiteurs pouvaient en outre s'initier à l'exploitation en regardant à travers les vitres de la rotonde les installations techniques diverses, la régie des programmes, la cabine de l'annonceur, le salon des artistes. Un stand de formation professionnelle, organisé par le SNIIR avec le concours des Ateliers Ecole de la Chambre de Commerce de Paris, montrait les préparations aux divers examens de l'enseignement technique : certificats d'aptitude professionnelle et brevet de radioélectricien, ainsi que les travaux exécutés par les élèves.

La Télévision Française présentait dans le fond de son Stand une vaste carte murale montrant l'état actuel et les perspectives de développement du réseau français de télévision, stations et liaisons par câbles coaxiaux et relais hertziens, ainsi que la réalisation, en juillet 1952, de la première émission franco-britannique par circuits coaxiaux et hertziens entre Paris et Edimbourg, via Londres et Manchester.

Des émissions de télévision ont été diffusées en permanence pendant la durée du Salon, soit par prise de vue directe à l'extérieur ou en studio, soit par télécinéma.

ORIENTATION DE LA CONSTRUCTION

L'objet essentiel du Salon était la présentation au public de la qualité des images transmises par télévision et des récepteurs domestiques permettant de les obtenir. Toutes les émissions étaient faites selon les normes du réseau français, c'est-à-dire à 819 lignes avec une largeur de bande de 14 MHz. La transmission à 1411 lignes, qui doit se poursuivre par la station de la Tour Eiffel jusqu'en 1958, n'intéresse plus que le passé ; néanmoins certains postes récepteurs de cette espèce figurent encore au catalogue de divers constructeurs.

Dans ces conditions, et comme il s'agissait essentiellement d'une exposition pour le grand public,

le paramètre principal à considérer était la dimension de l'écran. De ce point de vue, le Salon 1952 a été une révélation : celle des appareils à grand écran. On pouvait penser que les téléviseurs à petit écran de 13, 18, 22 ou 25 cm subsisteraient au moins comme appareils populaires et d'un prix de revient relativement modique. Il n'en est rien et l'on a pu constater la disparition à peu près complète de tous les appareils à écran inférieur à 31 cm, en particulier de ceux nécessitant l'usage d'une loupe.

L'écran normal, qui est passé en quelques années de 22 à 25, puis 31 cm, est cette année celui de 36 cm, en format rectangulaire. Encore de nombreux constructeurs présentent-ils des écrans de 43 cm, également rectangulaires. On n'entrevoit pas pour le moment de limite à cette extension, puisque l'on voit déjà quelques téléviseurs équipés avec des tubes de 50, 54 et 64 cm.

Il existe néanmoins encore des appareils à tube de 31 cm, mais la tendance est à utiliser le tube rond à fond plat plutôt que le tube bombé et obtenir ainsi un meilleur rendement superficiel. Le nombre des tubes électroniques du châssis varie entre 16 et 21. Le haut-parleur est de type rond ou elliptique. La consommation s'échelonne entre 125 et 250 W, le poids entre 25 et 41 kg. La réception à longue distance est possible avec des montages spéciaux à grande sensibilité. Dans certains appareils, l'étage d'entrée comporte un tube 12 AT7 monté en cascade. La sensibilité utilisable atteint 200 μ V pour l'image et 10 μ V pour le son. Le réglage du son et celui de l'image sont rendus indépendants. Grâce à un bon alignement au wobulateur, on peut obtenir le passage de la mire 800. L'échauffement est très réduit (20°C environ) si les circuits sont assez largement dimensionnés. La stabilité et la protection contre les intempéries sont assurées par la tropicalisation de la plupart des éléments du châssis, notamment des condensateurs à très haute tension et des résistances. On arrive à tirer un bon rendement des tubes à écran plat en utilisant un cache en double D, donnant une image de 28,5 cm $\times$ 20,5 cm.

L'avantage du tube rectangulaire de 36 cm est d'offrir une image aux dimensions mieux proportionnées et une meilleure utilisation du fond du tube. Le nouveau tube tout verre, rectangulaire à fond dit plat, est cependant légèrement bombé. Sa courbure assez prononcée sur les bords oblige à réduire les dimensions du fond au moyen d'un cache ramenant l'image à 29 cm $\times$ 21 cm, c'est-à-dire sensiblement aux dimensions de l'image de 31 cm en double D. Avec une tension anodique de 12 000 à 14 000 V, on obtient une image excellente : lumineuse, nette détaillée, contrastée et nuancée.

Le lancement de la fabrication de cette saison est fait sur les téléviseurs à écran de 36 cm, dont 24 cons-

tructeurs présentent 42 modèles, sans compter les combinés. Le poids des appareils varie entre 16 et 40 kg, la puissance sonore entre 1,5 et 4 W, la consommation entre 125 et 250 W. La plupart des constructeurs ont fait un sérieux effort pour présenter un téléviseur de ce type à un prix relativement abordable.

Parmi les caractéristiques de ces appareils, nous relevons les suivantes : une bande passante de 8 à 10 MHz, obtenue en alternant les circuits surcouplés à deux bosses et les circuits bouchons ; un montage d'entrée en cascade atténuant le facteur de bruit ; le chauffage effectué en série avec des résistances de protection évitant les surtensions d'allumage ; une concentration régulière de la lumière sur toute la surface de l'écran ; une synchronisation assurée même pour une image très pale, un montage d'alimentation sans transformateur, mais au moyen d'un système de redressement avec résistances et capacités donnant après filtrage une tension de 215 V ; la tropicalisation maximum de la plupart des éléments des circuits (*Sirius, Ribet et Desjardins*).

Quant à l'écran de 43 cm, il paraît avoir surgi au dernier moment, sous la pression de l'opinion publique et pour suivre la tendance qui se manifeste actuellement aux Etats-Unis. Les deux tiers des constructeurs exposants ont réalisé 26 modèles de téléviseurs de 43 cm, non compris les combinés. Les châssis ont de 18 à 23 tubes électroniques, des haut-parleurs de 17 à 25 cm, parfois à membrane elliptique. Le poids des appareils s'établit entre 18 et 42 kg. La consommation est de 130 à 250 W. De construction homothétique à celle du tube de 36 cm, le tube de 43 cm lui est en tous points semblable. Mais son utilisation exige une tension anodique sensiblement plus élevée, de l'ordre de 16 000 à 18 000 V. Ce tube est évidemment plus lourd, plus encombrant, moins maniable et plus coûteux. La qualité de l'image doit être normalement comparable à celle du tube de 36 cm. En fait, l'image est souvent moins nette et moins contrastée, sans doute du fait de l'insuffisance de la tension appliquée.

Au-delà de l'écran rectangulaire de 43 cm, on ne peut plus parler de téléviseurs normalisés, mais cependant le nombre des modèles présentés donne une indication très nette : 9 constructeurs, donc le tiers des exposants, ont réalisé 11 modèles de téléviseurs possédant des écrans de 50 cm de diamètre et plus. On relève 4 postes à écran de 51 cm, à fond rond ou rectangulaire ; 3 postes à écran plat rectangulaire de 54 cm ; 2 postes à écran rond de 63 cm sur tube à cône métallique. Pour les postes de table, la dimension du coffret est imposée par celle du tube et les autres éléments, y compris un haut-parleur de grand diamètre, se groupent aisément autour du tube. La consommation est de 130 à 200 W pour les premiers châssis de 170 à 220 W pour les seconds ; de 400 W environ pour les troisièmes dont le poids atteint 60 kg.

Pour l'enseignement et les salles publiques, il existe des appareils à projection donnant sur écran mural une image de 110 cm x 150 cm à partir de celle obtenue sur le fond d'un tube cathodique de 64 mm de diamètre, alimenté sous 25 000 V. Le châssis comprend 27 ou 28 tubes électroniques et un haut-parleur de 21 cm. Le poids est de l'ordre de 25 kg, la consommation de 200 à 250 W. Cependant la bril-

lance de l'image est très inférieure à celle des tubes à vision directe.

Les téléviseurs sont présentés sous deux formes également rationnelles : le meuble de table et la console qui se suffit à elle-même, avec l'écran à la partie supérieure et le haut-parleur à la partie inférieure. On construit également divers types de combinés, qui associent les propriétés du téléviseur à celles du radiorécepteur et de l'électrophone : 12 constructeurs ont présenté au Salon 24 combinés, radio-télévision et radiophonotélévision.

Parmi les caractéristiques particulières des appareils présentés, nous pouvons signaler les suivantes : addition d'un écrêteur de parasites (*Télé-Ariane*) ; montage protégeant les contours de l'image contre l'effet du souffle sur la synchronisation (*Sonora*) ; antiparasitage image efficace à réglage progressif et réglages simplifiés de luminosité, contraste, finesse d'image, intensité de son (*Radiola*) ; téléviseurs à tubes à fond plat (*Radio-Industrie, Reela-Radio*) ; écran « neutral » amovible (*Radialba*) ; résistances de protection des filaments (*Ribet et Desjardins*) ; appareils à protection sur grand écran (*L. D. T., Philips*) ; écran « filter glass » sur tube rectangulaire à fond plat (*Grammont*) ; écrans plats teintés et aluminés avec cadrage électrique, bobines de déviation anastigmatiques, glace de protection « sécurité », puissance de sortie de 3 W avec taux de distorsion inférieur à 1 pour 100 (*Ducretet*) ; bande passante globale de 10 MHz avec synchronisation perfectionnée améliorant la stabilité et l'interlignage (*Delaître*) ; châssis spécialement sensibles pour réception à grande distance (*Clarville, Cicor, Cristal-Grandin, Ducastel, Pathé Marconi, Point-Bleu*) ; réglage d'amplitude et de linéarité par variation d'inductances, système mécanique de cadrage horizontal et vertical (*Andrels*).

AÉRIENS ET DESCENTES

De nombreux types d'antennes sont présentés dans les stands des installateurs, avec l'indication des conditions d'application : antennes intérieures, de balcon, de toit, de cheminée, antennes spéciales pour réception à longue distance. L'exposition porte à peu près exclusivement sur les nouveaux modèles d'aériens pour réception d'images à 819 lignes à la fréquence de 185 MHz : antennes intérieures à directivité poussée, composées d'un dipôle replié avec réflecteur ; antenne à double dipôle replié (gain de 9 dB) ; antenne de balcon orientable verticalement et horizontalement, isolée au polyéthylène ; antenne à deux éléments utilisée dans un rayon de 10 km de la station ; antenne à 4 éléments donnant un gain de 7 dB avec une directivité de 90° ; antenne à grande sensibilité et grande directivité pour installations collectives locales ; antenne à grand gain de 14 dB, directivité de 50° pour réception perturbée à grande distance (*Portenseigne*).

On remarque une antenne de balcon avec dipôle replié et directeur, sur tube métallique orientable ; une antenne pour émissions à modulation de fréquence dans la bande de 86 à 100 MHz avec dipôle replié et réflecteur, ayant une impédance de 300 ohms à 93 MHz et un gain de 3 dB (*Diéla*).

L'attention, cette année, est surtout attirée par les installations d'antennes collectives pour immeubles de rapport. L'antenne de toit comporte un dipôle replié, un réflecteur et 5 directeurs, antenne à directivité élevée donnant un bon rapport du signal aux parasites. Un schéma mural indique le distributeur à quatre sorties alimentant les récepteurs soit directement, soit par l'intermédiaire de répartiteurs à résistances à 12 directions. Un distributeur peut ainsi alimenter 48 récepteurs. Les distributeurs du Salon en alimentaient environ 70.

Pour renforcer la force électromotrice à la sortie de l'antenne, on se sert d'un amplificateur à large bande monté entre l'antenne et le distributeur (*Optique Electronique*).

Si la puissance recueillie à la sortie de l'aérien est trop forte, on l'atténue au moyen d'un atténuateur de 6 à 36 dB (*Optex*).

Signalons aussi la présentation de câbles coaxiaux pour descentes d'antenne, principalement de câbles de 75 ohms transposés, bifilaires blindés, sièges de faibles pertes (0,13 à 0,20 dB : m à 200 MHz), ainsi que de fiches coaxiales pour matériel radio-domestique (*Diéla, Optex*).

Au moment où ce deuxième Salon de la Télévision vient de fermer ses portes, il nous est permis de conclure sur une note optimiste. Le public a été très favorablement impressionné par les nouveaux téléviseurs à écrans de 36 et 43 cm et l'on peut espérer qu'il s'ensuivra une appréciable accélération du développement de ce domaine. Remercions, en terminant, les organisateurs de cette belle manifestation d'avoir permis à l'industrie française de la télévision d'administrer la preuve de sa vitalité et de la qualité de sa production.

M. A.

OUVRAGES REÇUS A LA BIBLIOTHÈQUE DE LA SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Etude technologique des bobinages électriques et de leur réparation.

MARCEL DELFOSSE, *Ingenieur A. et M., Ingenieur Docteur*. 1 Volume de 248 pages, 15 cm × 23 cm, 308 figures. Editions Chiron, 40 Rue de Seine, Paris-6^e. Prix : 1.500 F. (Service de Presse).
Extrait de la table des matières :

Enroulements en anneau. Enroulements en tambour. Principe. Formules. Répartition du potentiel. Induction. Enroulements en courants alternatifs. Induits. Force électromotrice. Coefficients Transformateurs.

Réalisation pratique des enroulements. Conducteurs. Isolants. Collecteurs et bagues.

Petit outillage et vérification des bobinages.

La règle à calcul (2^e Edition).

R. DUDIN, *Ingenieur E.S.E.* 1 Volume 144, pages, 12 cm × 14 cm, 38 figures. Editions Dunod, 92, rue Bonaparte, Paris-5^e. Prix : 280 F. (Service de presse).

Extrait de la table des matières.

Historique. Principe. Types de règles. Lecture. Opérations fondamentales. Opérations combinées. Lignes trigonométriques.

Vade Mecum des lampes de T. S. F. 1952.

par P.H. BRANS. 1 Volume, 22 cm × 28 cm, 416 pages de tableaux et schémas. 9^e édition 1952. Prix (broché) : 1.250 francs. Editions Dunod, 92, Rue Bonaparte, Paris-6^e. (Service de Presse).

Cette nouvelle édition ne décrit que les tubes de réception et d'émission. Les lampes sont classées en un tableau unique continu par ordre numérique et alphabétique.

Ce Vade Mecum, 9^e édition, a été mis à jour par l'insertion de données sur les tubes les plus récents fabriqués dans le monde entier.

Cours élémentaire de mathématiques supérieures.

par J. QUINET, *Ingenieur E.S.E.* Préface de R. Barthélemy de l'Académie des Sciences. Tome IV. Suite du Calcul intégral et applications. 1 Volume de 150 pages, 16 cm × 25 cm, avec 98 figures. Prix (broché) : 780 F. Editions Dunod, 92, Rue Bonaparte, Paris-6^e.

Extrait de la table des matières :

Calcul des moments d'inertie. Quelques indications des intégrales. Développements en série de Fourier. Exemple graphique et calcul approché d'une intégrale. Intégrale de développements, curvilignes. Intégration des différentielles totales. Intégrales multiples : doubles, triples. Equations différentielles.

Les machines à calculer électroniques (Précisions sur...).

par L. CHRETIEN, *Ingenieur E.S.E.* 1 Volume de 72 pages, 13,5 cm × 21,5 cm, 22 figures. Editions Chiron, 40, Rue de Seine, Paris-6^e. Prix : 330 F. (Service de Presse).

Extrait de la table des matières :

Calculateurs électroniques. Machines mécaniques. Le système binaire est idéalement simple. Rôle de la mémoire. Mémoire mécanique. Mémoires statiques. Lecture des signaux. Usine à calculer. Préparation et fonctionnement de la machine. Calculateurs analogiques. Impressions en couleurs. Problème général de la régulation. Vers une conclusion.

Les fours d'électrometallurgie (Construction - Calcul - Fonctionnement).

par M. DENIS-PAPIN et J. BISTESI. 1 Volume de 70 pages, 16 cm × 25 cm, avec 30 figures. Prix : 600 F. Editeur : Desforges, 29, Quai des Grands-Augustins. Paris-6^e. (Service de Presse).

Cet ouvrage est une initiation aux fours d'électrometallurgie. On y trouve une classification des fours électriques, quelques notions de construction et du fonctionnement.

L'appareillage n'est pas négligé ; des chapitres spéciaux traitent de l'équipement et de la régulation automatique. Enfin l'ouvrage se termine par une bibliographie intéressante.

Microphones.

Engineering Training. Department, *British Broadcasting Corporation*. 1 Volume de 114 pages, 78 figures, cartonné. Publié par « Wireless World », Iliffe and Sons Ltd. (Londres).

Extrait de la table des matières :

Microphones en général. Ondes sonores dans l'air. Les différentes forces agissant dans un microphone. Electroacoustique. Diagrammes caractéristiques. Microphones de studio. Annexe théorique. Bibliographie. Index.

ÉLECTRIQUE

PARTOUT

OU L'INTELLIGENCE
PEUT ÊTRE REMPLACÉE
PAR
L'ÉLECTRONIQUE...



MACHINES MATHÉMATIQUES ÉLECTRONIQUES ANALOGIQUES ET DIGITALES CALCULATEURS
ÉLECTRONIQUES SPÉCIALISÉS ★ ÉQUIPEMENTS AUTOMATIQUES POUR MACHINES-OUTILS ET MACHINES
D'EXPLOITATION ★ APPAREILLAGES DE REPRODUCTION « DUPLICATRONS » ★ SERVO-MÉCANISMES

SOCIÉTÉ D'ÉLECTRONIQUE ET D'AUTOMATISME - 138, Bd de VERDUN - COURBEVOIE (Seine)
DÉFENSE : 41-20

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue Mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens
avec le concours du Centre National de la Recherche Scientifique

ABONNEMENT D'UN AN
FRANCE 2000 F
ÉTRANGER 2350 »

ÉDITIONS CHIRON
40, Rue de Seine — PARIS (6^e)
C. C. P. PARIS 53-35

Prix du Numéro :
200 francs

Vol. XXXII

DÉCEMBRE 1952

Numéro 309

SOMMAIRE

	Pages
La spectroradioélectricité	R. FREYMANN 471
Systèmes matriciels de mémoire	J. A. RAJCHMAN 479
Réalisation et emploi des cellules à multiplicateurs d'électrons	A. LALLEMAND 492
Le numérographe	P. VAUTHIEU 496
Caractéristiques techniques liées à l'information — Application aux télécommunications et à la détection	J. MAILLARD 500
Lentilles-Réseaux pour ondes centimétriques	J. MOUSSIEGT 515
Les récepteurs de bruits radioélectriques :	
II. Fluctuations de gain dans les radiomètres. Emploi d'une modulation	J. L. STEINBERG 519
Table des matières du volume XXXII	527
Analyses	13 et 14A

Sur la couverture :
Nouvelle gamme d'appareils normalisés DIADEX permettant de résoudre les problèmes de téléaffichage, de synchrodétection, et de contrôle dans les servomécanismes.
(Sté PRECILEC, 35, rue de la Bienfaisance, Paris, Tél. LAB. 15-64)

Les opinions émises dans les articles ou comptes rendus publiés dans L'Onde Electrique n'engagent que leurs auteurs.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS FONDATEURS

† Général FERRIÉ, Membre de l'Institut.

† H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
† A. BLONDEL, Membre de l'Institut.
P. BRENOT, Directeur à la Cie Générale de T. S. F.
J. CORNU, Chef de bataillon du Génie e. r.

† A. PÉROT, Professeur à l'Ecole Polytechnique.
† J. PARAF, Directeur de la Sté des Forces Motrices de la Vienne.
La Société des Ingénieurs Coloniaux.

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radioélectriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T.S.F. » a pour buts (art. 1 des statuts) :

1^o De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent

2^o D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :

- 1^o Service gratuit de la revue mensuelle *L'Onde Électrique* ;
- 2^o Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique ;
- 3^o Visites de diverses installations radioélectriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc. ;
- 4^o Renseignements divers (joindre un timbre pour la réponse)

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

- 1^o Membres titulaires, particuliers 1 600 F.
 sociétés ou collectivités 10 000 F. } au gré
 25 000 F. } de la société
 ou 50 000 F. } ou collectivité
- 2^o Membres titulaires, agés de moins de vingt-cinq ans, en cours d'études en France 800 F.
Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus un supplément pour frais postaux de 400 F.
- 3^o Membres à vie :
Les particuliers, membres titulaires peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à dix fois le montant de cette cotisation soit 16 000 F.
- 4^o Membres donateurs :
Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à 5 000 F.
- 5^o Membres bienfaiteurs :
Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société, une subvention d'au moins 15 000 F.

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS
10, Avenue Pierre-Larousse, Malakoff (Seine)

Tél. ALÉSIA 04-16 — Compte de chèques postaux Paris 697-38
CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 20 francs à toute demande

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

PRÉSIDENTS D'HONNEUR

† R. MESNY (1947) — † H. ABRAHAM (1947)

ANCIENS PRÉSIDENTS DE LA SOCIÉTÉ

MM.

- 1922 M. de BROGLIE, Membre de l'Institut.
 1923 H. BOUSQUET, Prés. du Cons. d'Adm. de la Cie Gle de T.S.F.
 1924 R. de VALBRESSE, Ingénieur.
 1925 † J.-B. POMFUY, Inspecteur Général des P.T.T.
 1926 E. BRYLINSKI, Ingénieur.
 1927 † Ch. LALLEMAND, Membre de l'Institut.
 1928 Ch. MAURAIN, Doyen de la Faculté des Sciences de Paris
 1929 † L. LUMIÈRE, Membre de l'Institut.
 1930 Ed. BELIN, Ingénieur.
 1931 C. GUTTON, Membre de l'Institut.
 1932 P. CAILLAUX, Conseiller d'Etat.
 1933 L. BRÉGUET, Ingénieur.
 1934 Ed. PICAUT, Directeur du Service de la T. S. F.
 1935 † R. MESNY, Professeur à l'Ecole Supérieure d'Electricité.
 1936 † R. JOUAUST, Directeur du Laboratoire Central d'Electricité.
 1937 † F. BEDEAU, Agrégé de l'Université, Docteur ès-Sciences.
 1938 P. FRANCK, Ingénieur général de l'Air.
 1939 † J. BETHENOD, Membre de l'Institut.
 1940 † H. ABRAHAM, Professeur à la Sorbonne.
 1945 L. BOUTHILLON, Ingénieur en Chef des Télégraphes.
 1946 R.P. P. LEJAV, Membre de l'Institut.
 1947 R. BUREAU, Directeur du Laboratoire National de Radio-électricité.
 1948 Le Prince Louis de BROGLIE, Secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.
 1949 M. PONTE, Directeur Général Adjoint de la Cie Gle de T.S.F.
 1950 P. BESSON, Ingénieur en Chef des Ponts et Chaussées.
 1951 Général LESCHI, Directeur des Services Techniques de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

BUREAU DE LA SOCIÉTÉ

Président :

M. J. de MARE, Ingénieur-Conseil.

Président désigné pour 1953 :

M. P. DAVID, Ingénieur en chef à la Marine.

Vice-Présidents :

MM. B. DECAUX, Ingénieur en Chef au L. N. R.

R. RIGAL, Inspecteur Général adjoint des P.T.T.

R. AUBERT, Directeur général adjoint de la S. F. R.

Secrétaire Général :

M. J. MATRAS, Ingénieur en Chef de la Radiodiffusion et Télévision Françaises

Trésorier :

M. R. CABESSA, Ingénieur à la Société L. M. T.

Secrétaires :

MM. J. BOULIN, Ingénieur des P. T. T.

H. TESTEMALE, Ingénieur de la Radiodiffusion et Télévision Françaises.

G. ESCULIER, Ingénieur Conseil.

SECTIONS D'ÉTUDES

N°	Dénomination	Présidents	Secrétaires
1	Etudes générales.	Colonel ANGOT.	M. LAPOSTOLLE.
2	Matériel radioélectr.	M. LIZON.	M. ADAM.
3	Electro-acoustique.	M. CHAVASSE.	M. POINCELOT.
4	Télévision.	M. MAILLEIN.	M. ANGEL.
5	Hyperfréquences.	M. WARNECKE.	M. GUÉNARD.
6	Electronique.	M. CAZALAS.	M. PICQUENDAR.
7	Documentation.	M. CAHEN.	M. CHARLET.
8	Electronique appliq.	M. RAYMOND.	M. LARGUIER.

GROUPE DE GRENOBLE

Président. — M. J. BENOIT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble, Directeur de la Section de Haute Fréquence à l'Institut Polytechnique de Grenoble.

Secrétaire. — M. J. MOUSSIEGT, Chef de Travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble

Les adhésions pour participation aux travaux des sections doivent être adressées au Secrétariat de la Société des Radioélectriciens, 10, Avenue Pierre-Larousse, à Malakoff (Seine).

INFORMATIONS

Les membres de la Société des Radioélectriciens sont avisés qu'ils peuvent prendre connaissance au Secrétariat de la Société de la liste des traductions techniques relatives à la Radio-électricité faites récemment par un certain nombre de services publics ou privés et, éventuellement, s'ils le désirent, consulter les textes de ces traductions ou en recevoir copie dans des conditions qui leur seront indiquées.

OFFRE D'EMPLOI

0.25. — Ministère de l'Intérieur (Service des Transmissions) recherche, en vue d'un recrutement éventuel, des ingénieurs radioélectriciens ayant

accompli leur service militaire dans l'arme des transmissions. Adresser les candidatures au Ministère de l'Intérieur, Bureau Central du Personnel, 3, rue Cambacérès, Paris-8^e, accompagnées du *curriculum vitae* des intéressés.

DEMANDES D'EMPLOI

0.26. — Ingénieur ECTSF, 25 ans, diplômé, 3 certificats généraux électricité physique rayons X CNAM (8 cert. annuels et 2 x médaillé) con. Anglais. Cherche Emploi AT3 ou ing. déb. Ecrire à la Société qui transmettra.

0.27. — Jeune Ingénieur Radio, 25 ans, libéré du service militaire parlant couramment l'anglais technique, recherche situation en U.H.F. — Télévision. Ecrire à la Société qui transmettra.

RÉSUMÉ DES ARTICLES

LA SPECTRO-RADIOÉLECTRICITÉ, par R. FREY-MANN, *Faculté des Sciences de Rennes*. Onde Électrique de Décembre 1952 (pages 471 à 478).

Exposé d'ensemble sur les applications de la Radioélectricité à l'examen des molécules, atomes et noyaux ; conséquences pratiques.

Molécules. Orientation dipolaire — Rotation — Inversion de NH_3 — Absorption dipolaire magnétique de l'oxygène.

Electrons et noyau de l'atome. Absorption par l'hydrogène excité — Résonance paramagnétique électronique — Résonance ferromagnétique électronique — Résonance paramagnétique nucléaire. — Résonance quadrupolaire nucléaire.

SYSTÈMES MATRICIELS DE MÉMOIRE, par Jan A. RAJCHMAN, *R.C.A. Laboratory Division*. Onde Électrique de Décembre 1952 (pages 479 à 491).

Deux types de mémoire à accès rapide et forte capacité sont décrits, dont la caractéristique commune est l'enregistrement d'éléments binaires d'information sous forme d'un tableau matriciel, l'accès sélectif se faisant par excitation simultanée de deux rangées de la matrice. Le premier type concerne un tube électronique à mosaïque d'accumulation où la sélection est électrostatique ; le second est constitué par un ensemble de noyaux magnétiques dont chacun peut prendre et conserver sans consommation permanente de puissance deux états stables distincts, d'autres ensembles de noyaux pouvant servir à la commande.

Dans chaque cas, outre des vues d'avenir, sont exposés le principe, un exemple de réalisation, et des méthodes permettant de diminuer le nombre des signaux nécessaires à la sélection.

RÉALISATION ET EMPLOI DES CELLULES A MULTIPLICATEURS D'ÉLECTRONS, par A. LALLEMAND, *astronome à l'Observatoire de Paris*. Onde Électrique de Décembre 1952 (pages 492 à 495).

Après une courte introduction l'auteur insiste sur le fait qu'aux faibles éclaircissements les performances d'une cellule à multiplicateurs d'électrons sont fondamentalement limitées par le rendement quantique de la photocathode qui doit être aussi grand que possible, ce qui conduit à l'utilisation de photocathodes opaques à l'antimoine-césium — L'alliage argent-magnésium est un matériau de choix pour construire les dynodes.

Les conditions que doivent remplir un système multiplicateur d'électrons sont énoncées.

Description du multiplicateur réalisé :

- Extraction des électrons secondaires,
- précautions prises pour diminuer les champs électriques perturbateurs,
- fuites ohmiques,
- réaction secondaire des parois,
- performances obtenues,
- montage de la cellule,
- applications de la cellule à multiplicateurs.
- choix d'une cellule à multiplicateurs,
- nombres d'étages et amplification à obtenir,
- appareils de mesure : galvanomètre ou amplificateur.

LE NUMÉROGRAPHE, PAR P. VAUTHIEU, *Ingénieur à la Société d'Electronisme et d'Automatisme*. Onde Électrique de Décembre 1952. (pages 496 à 499).

L'auteur décrit un équipement d'un type nouveau capable d'enregistrer des nombres à une cadence très élevée. L'inscription est réalisée sur film par l'intermédiaire d'un tube oscilloscope et d'une caméra. La durée d'inscription d'un nombre de 6 chiffres ou signes est inférieure à une demi-milliseconde.

CARACTERISTIQUES TECHNIQUE LIEES A L'INFORMATION-APPLICATION AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS ET A LA DÉTECTION, par le capitaine de corvette MAILLARD. Onde Électrique de Décembre 1952 (pages 500 à 514).

Les moyens de transmissions ou de détection servent à transmettre des « informations » : Ordres, renseignements...

Au point de vue de l'utilisateur, l'information se caractérise par sa complexité (nombre de renseignements désirés), par sa rapidité (temps nécessaire pour obtenir l'information à partir de son début), et par sa netteté (niveau par rapport au bruit de fond). Il existe des relations générales entre ces diverses qualités et les caractéristiques techniques des appareils, principalement la puissance mise en jeu et la bande de fréquences utilisée.

Vouloir certains renseignements en un certain laps de temps sans disposer des caractéristiques découlant des relations générales serait analogue au désir du mouvement perpétuel. Inversement mettre plus de moyen qu'il n'est nécessaire sur un facteur entraîne soit une dépense inutile de moyens techniques, soit une perte appréciable sur une autre qualité. Ainsi la portée d'un appareil de détection peut être réduite parce que l'appareil a été conçu pour donner trop de renseignements.

L'étude ci-jointe se décompose en quatre parties :

La première explique la forme mathématique suivant laquelle il convient de donner l'information.

La deuxième relie cette forme mathématique aux caractéristiques techniques dans les divers cas de modulation, c'est-à-dire dans les divers aspects techniques de cette formule.

La troisième traite des applications aux télécommunications, la quatrième des applications à la détection.

LENTILLES-RÉSEAUX POUR ONDES CENTIMÉTRIQUES, par J. MOUSSIEGT *Docteur ès-Sciences, chef de travaux à la Faculté des Sciences, Grenoble*. Onde Électrique de Décembre 1952 (pages 515 à 518).

On constitue un système de petites antennes résonnantes, destinées à fonctionner à la manière des nœuds d'un réseau cristallin avec les rayons X les champs électriques diffractés se trouvant en phase dans une direction privilégiée. Ainsi l'onde à peu près sphérique issue d'une fente placée à l'extrémité d'un guide d'ondes est transformée en une onde plane, comme par une lentille. Les centres de ces antennes doivent se trouver sur une famille de paraboloïdes de révolution, dont l'axe commun est parallèle à la direction de réémission. On donne les caractéristiques de construction et la directivité d'un prototype du dispositif proposé. Celui-ci présente l'avantage d'un encombrement réduit ; en outre, il est possible d'accroître le gain en particulier en augmentant l'épaisseur.

LES RÉCEPTEURS DE BRUITS RADIOÉLECTRIQUES : FLUCTUATIONS DE GAIN DANS LES RADIONÈTRES. — EMPLOI D'UNE MODULATION, par J.L. STEINBERG, *Docteur ès-Sciences, Maître de recherches au C.N.R.S.* Onde Électrique de Décembre 1952 (pages 519 à 526).

On discute du niveau réel des fluctuations à la sortie d'un récepteur de bruit. Ce niveau est plus élevé que ce que l'on prévoit théoriquement, surtout dans la partie basse fréquence du spectre de fluctuations. Analyse des procédés de modulation à fréquence audible destinés à éviter ces fluctuations anormales. Etude du spectre de ces fluctuations anormales qui s'étend, jusqu'à quelques centaines de Hz, Discussion de ces expériences.

PAPERS SUMMARIES

TECHNICAL CHARACTERISTICS RELATED TO THE TRANSMISSION OF INTELLIGENCE : APPLICATION TO TELECOMMUNICATIONS AND TO DETECTION, by le capitaine de corvette MAILLARD. *Onde Electrique* December 1952 (pages 500 to 514).

Transmitting and detecting systems are used to handle « intelligence » such as instructions or information.

From the point of view of the user, the intelligence is characterised by its complexity (the number of separate pieces of information required), by its speed of arrival (the time necessary to obtain the intelligence), and by its readability (signal-to-noise ratio). General relationships exist between these factors and the technical requirements in the equipment, in particular the power to be used and the band-width necessary.

To try to obtain certain information in a certain time without regard to the limitations arising as a result of these broad relationships is like seeking perpetual motion. On the other hand to use more facilities than are necessary in a given connection leads either to waste of technical facilities or to a significant deterioration in another desired characteristic. For example, the range of a detecting device may be reduced because the equipment has been constructed to give too much information.

The account is divided into four parts :

The first explains the mathematical form in which it is appropriate to frame the intelligence.

The second relates this mathematical form to the technical characteristics of the various types of modulation, corresponding to the various technical applications of this formula.

The third deals with applications in telecommunications, and the fourth with applications in detection.

LENS-LATTICE FOR CENTIMETRE WAVES by J. MOUSSEGT *Docteur ès Sciences, Chef travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble*. *Onde Electrique* December 1952 (pages 515 to 518).

An array of small self-resonant antennas is built to work in the same manner as the points of a crystalline lattice with X-rays, the radiated electric fields being in phase in a particular direction. Hence the almost spherical wave coming from a slot antenna at the end of a waveguide is transformed into a plane wave, as by a lens. The centres of those antennas must be situated on a family of paraboloids of revolution, the axis of which is parallel to the direction of re-transmission. The design characteristics and directivity of a specimen of the proposed device are given. The lens has the advantage of a restricted volume ; moreover it appears possible to increase its directivity, especially by making it thicker.

RECEIVERS FOR RADIO NOISE : FLUCTUATIONS OF GAIN IN SUCH MEASURING EQUIPEMENT : USE OF MODULATION, by J.L. STEINBERG, *Docteur ès Sciences, Maître de recherches au C.N.R.S.* *Onde Electrique* December 1952 (pages 519 to 526).

This account discusses the effective level of fluctuations at the output of a noise receiver. This level is higher than would seem to be indicated by theory, particularly in the low-frequency part of the fluctuation spectrum. An analysis is given of methods using an audio-frequency modulation intended to avoid these abnormal fluctuations. The frequency-spectrum of the abnormal fluctuations is examined : it extends up to several hundreds of cycles. The experimental results are discussed.

ATOMIC INVESTIGATIONS USING RADIO-ELECTRICITY, by R. FREYMAN, *Faculté des Sciences de Rennes*. *Onde Electrique* December 1952 (pages 471 to 478).

Review of the applications of radio-electricity to the examination of molecules, atoms and nuclei ; practical results.

Molecules. Dipolar-rotation orientation : NH_3 inversion : dipolar magnetic absorption in oxygen.

Electrons and atomic nuclei. Absorption by hydrogen excitation : paramagnetic electron resonance : ferromagnetic electron resonance : paramagnetic nuclear resonance : quadrupole nuclear.

MATRIX MEMORY-SYSTEMS, by Jan. A. RACHMAN, *R.C.A. Laboratory Division*. *Onde Electrique* December 1952. (pages 479 to 491).

Two types of memory-system having short access time and high capacity are described, both being characterised by the storage of binary information elements in the form of a matrix display, selective access being by the simultaneous excitation of two matrix lines.

The first type involves a mosaic storage tube with electrostatic selection : the second is made up of an assembly of magnetic cores each of which is capable of taking up and holding — without permanent absorption of power two separate stable states : other core assemblies can be used for access. In each case the principle and its future development are discussed, together with an account of a practical example and of methods by which the number of impulses necessary for selection can be kept down.

CONSTRUCTION AND USE OF ELECTRON-MULTIPLIER CELLS, by A. LALLEMAND, *astronome à l'Observatoire de Paris*. *Onde Electrique* December 1952 (pages 492 to 495).

After a brief introduction the author stresses the fact that at low lighting levels the performance of an electron-multiplier cell is fundamentally limited by the electron output of the photo-cathode which ought, therefore, to be as large as possible, which indicates the use of opaque antimony-caesium photo-cathodes. Silver-magnesium alloy is a preferred material for the construction of dynodes.

The requirements to be met in an electron-multiplier system are set out —

Description of a practical multiplier design :

- Extraction of secondary electrons,
- precautions taken to reduce disturbing electric fields,
- insulation leakages,
- Secondary reactions on the walls,
- performances obtained,
- mounting of the cell,
- applications of the multiplier cell,
- choice of multiplier cell
- number of stages and amplification obtained,
- measuring equipment : galvanometer or amplifier.

THE NUMEROGRAPH, by P. VAUTHIEU, *Ingénieur à la Société d'Electronisme et d'Automatisme*. *Onde Electrique* December 1952 (pages 496 to 499).

The author describes a new type of equipment capable of recording numbers at a very high repetition rate. The inscription is made on film using an oscillograph and a camera. The time required for the writing of a number of six figures or signs is less than half a milli-second.

LA SPECTRORADIOÉLECTRICITÉ⁽¹⁾

PAR

M. René FREYMANN

Faculté des Sciences de Rennes

I. LA NAISSANCE DE LA SPECTRORADIOÉLECTRICITÉ.

Le titre de cette Conférence a pour but de souligner la naissance d'une ère nouvelle pour la Radio-électricité. En effet, depuis sa naissance, la Radio-électricité *classique* a utilisé essentiellement *l'électron libre, l'onde électromagnétique...*, sans qu'il lui soit nécessaire d'introduire l'électron *lié* dans l'atome. Mais, depuis la fin de la guerre, est née la Radio-électricité *quantique* faisant intervenir la notion de quantum pour l'électron *lié* dans l'atome, pour le *noyau* de l'atome, pour la *molécule* ⁽²⁾. Jusqu'ici le problème s'est posé comme suit : le spectroscopiste emprunte ses techniques au radioélectricien, il fait, si l'on veut, de la *radiospectroscopie* : Mais, dès aujourd'hui, commence à se dessiner la tendance inverse : *Le radioélectricien emprunte le langage et les méthodes de la spectroscopie, bouleversant ainsi toute la radio classique*. La spectroradioélectricité c'est, par exemple, la stabilisation de fréquence grâce à l'inversion *quantifiée* de la molécule NH_3 ; c'est l'horloge « atomique » basée sur le même principe ; c'est l'interprétation possible de certaines émissions radioélectriques stellaires par l'existence de saut *quantifiés* de l'électron dans l'atome. La spectroradioélectricité apporte de nouveaux procédés de modulation ; c'est peut être aussi, pour demain, la source de nouveaux procédés d'émission, de multiples applications encore imprévisibles ⁽²⁾.

Cette méthode nouvelle de recherches est basée sur une idée relativement nouvelle pour le radioélectricien : Celle de *quantification* — pour l'électron et le noyau dans l'atome, pour la molécule.

Cette nouvelle conception fera comprendre la nécessité de délaissier un peu, dans cette conférence, les problèmes d'électrons libres, de leur déviation par les champs électriques ou magnétiques, etc... pour adopter le mode de raisonnement et le langage des spectroscopistes — qui sera le langage des spectroradioélectriciens de demain.

II. LES DIVERS PHÉNOMÈNES RADIOSPECTROSCOPIQUES.

Pour bien comprendre l'absolue nécessité de ces

notions quantiques il suffira de se reporter aux figures 1 et 2 qui résument 9 phénomènes, la plupart découverts depuis 1916 par les radiospectroscopistes.

Tous ces phénomènes — qui intéressent le domaine compris entre les ondes kilométriques et les ondes centimétriques — pourraient sembler bien compliqués, a priori. Nous allons voir combien il sera aisé d'expliquer leur origine quand quelques notions élémentaires de spectroscopie classique auront été rappelées.

III. RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS ÉLÉMENTAIRES DE SPECTROSCOPIE ATOMIQUE.

Il est évidemment impossible de faire tenir en quelques lignes le contenu de traités de spectroscopie tels que ceux cités plus loin (2 à 5). C'est pourquoi nous nous contenterons de donner ici un bref résumé — nécessairement incomplet et simplifié des notions fondamentales indispensables.

On sait que la molécule (H_2O , NH_3 ...) est formée de plusieurs atomes (H , O , N ...) unis par des forces de liaison provenant des électrons de valence.

Suivant la conception classique de Bohr, chacun de ces atomes de la molécule est constitué par un noyau tournant sur lui-même (*spin i du noyau*) et d'un (ou plusieurs) électrons périphériques qui gravite autour du noyau, tout en tournant sur lui-même (*spin s de l'électron*).

Ces divers mouvements de rotation sont *quantifiés* (c'est à dire que seules certaines fréquences discrètes de rotation sont possibles et non pas les fréquences intermédiaires).

1° Les « couches » électroniques et les 3 nombres quantiques n, l, j . — La conception initiale de l'atome de Bohr considérait des orbites électroniques de rayons croissants, entourant le noyau (fig. 4 A ; sur cette figure les valeurs relatives des rayons n'ont pas été respectées).

Les orbites 1, 2, 3 correspondent au *nombre quantique principal* n ($n = 1 ; n = 2 ; n = 3...$). L'émission d'une raie spectrale résulte du saut d'un électron du niveau 2 au niveau 1 ; ou de 3 à 2 ou 1 ; de 4 à 3 ou 2 ou 1 ; etc... ⁽³⁾.

⁽¹⁾ Conférence faite à la Société des Radioélectriciens le 23 février 1952.

⁽²⁾ Ceci indépendamment, bien entendu, du traitement selon la mécanique ondulatoire du problème déjà ancien des électrons dans les solides.

⁽³⁾ Rappelons que $E_2 - E_1 = h\nu = h\frac{c}{\lambda}$ Exemples : $\nu = 6 \times 10^8 MHz$
 $\lambda = 0,5 \mu$ (visible) ; $\nu = 3 \times 10^7 MHz$ $\lambda = 10 \mu$ (infrarouge) ;
 $\nu = 3 \times 10^4 MHz$ $\lambda = 1 cm$ (ondes centimétriques).

	LES MOLECULES	LA MOLECULE			L'ATOME				
	EFFET DIPOLAIRE ELECTRIQUE	EFFET DIPOLAIRE ELECTRIQUE		EFFET DIPOLAIRE MAGNETIQUE	L'ELECTRON	LES ELECTRONS	LE NOYAU		
Origine	Absorption par orientation dipolaire	Absorption par rotation	Absorption par inversion	Absorption dipolaire magnétique	Absorption de l'hydrogène excité	Absorption par résonance paramagnétique électronique	Absorption par résonance ferromagnétique nucléaire	Absorption par résonance magnétique nucléaire	Absorption par résonance quadrupolaire électrique nucléaire
Exemple	H ₂ O { Glace Liquide	ICl	NH ₃	O ₂	H *	Alums	Fe	NH ₄ Cl	ClHC = CHCl
Auteurs de la découverte	DEBYE 1910	BLEANEY-GOOD TOWNES - 1946	DENISON CLEETON-WIL- LIAMS 1934	VAN VLECK 1945	LAMB-REIDHER FORD 1947	ZAVOISKY 1946	GRIFFITHS 1946	RABI 1938	KOPFERMAN 1949
Nombres quantiques		JK	JK	JK n l j	n l	n l j m	n l j m	n l j m i	n l j m i
Structure fine	Bandes larges pas de structure fine	Structure fine isotopes JK ••••• •••							

FIG. 1 et 2

— Sommerfeld introduisit ensuite un deuxième nombre quantique : le *nombre quantique secondaire* l . Il en résulte une structure plus détaillée en « sous-couches » (orbites elliptiques de Sommerfeld) : n et

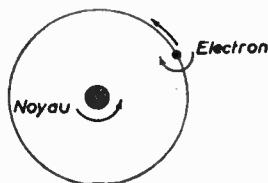


FIG. 3

l sont liés aux 2 axes de l'ellipse ; pour des raisons de simplicité, les ellipses n'ont pas été représentées sur les figures 4B et C, mais seulement des cercles concentriques.

— Puis Goudsmit, Uhlenbeck, etc... ajoutèrent le *nombre quantique interne* j résultant de la rotation de l'électron sur lui-même. Cette rotation est caractérisée par le *spin* $s = +1/2$ ou $s = -1/2$ de l'électron. On pose $\vec{j} = \vec{l} + \vec{s}$ donc $\vec{j} = \vec{l} + 1/2$ ou $\vec{l} - 1/2$. Il en résulte une structure fine des couches — donc des raies spectrales. La fig. 4 C rend compte de cette structure des couches.

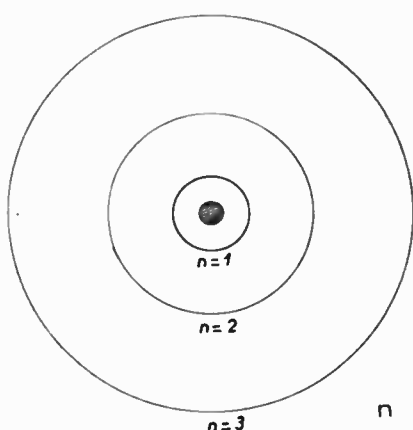


FIG. 4 A

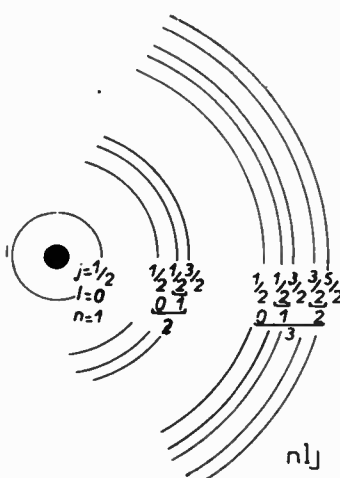


FIG. 4 B

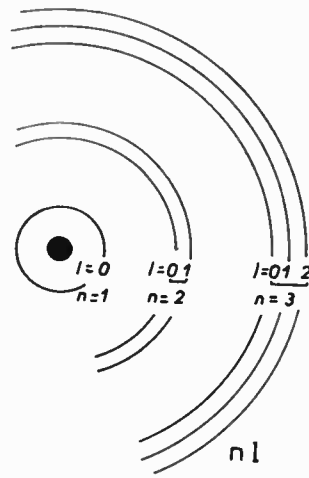


FIG. 4 C

Les 3 nombres quantiques n, l, j sont les seuls qui interviennent si l'atome n'est soumis à aucun champ électrique ou magnétique ⁽¹⁾.

Précisons d'ailleurs dès maintenant que le schéma des couches et sous-couches successives que nous avons utilisé ci-dessus est remplacé aujourd'hui

⁽¹⁾ Nous ne parlerons pas ici du problème de l'intensité des raies spectrales, ni des règles de sélection. Nous laisserons même de côté un point extrêmement important : l'existence de plusieurs électrons et non d'un seul comme nous l'avons supposé ; il en résulte la nécessité de considérer $\vec{L} = \sum \vec{l}$, $\vec{J} = \sum \vec{j}$, $\vec{M} = \sum \vec{m}$, et la façon de coupler $\vec{l}$ et $\vec{s}$, etc...

Il en résulte également que la fig. 5 ne représente qu'un schéma de niveau simplifié destiné uniquement à faire comprendre l'origine des divers phénomènes radiospectroscopiques. En réalité les divers sous-niveaux secondaire, interne et magnétique s'interpénètrent et peuvent chevaucher. Voir pour ces questions les livres cités plus loin (1,2,4,5).

par celui, moins simpliste, des niveaux et sous-niveaux d'énergie, comme le montrent les 3 premières colonnes de la figure 5 dont nous tenons à souligner l'importance pour la bonne compréhension de ce qui suivra.

2° Action d'un champ extérieur (magnétique ou électrique) sur l'ÉLECTRON : Action d'un champ extérieur (magnétique ou électrique) sur le NOYAU.

A) Action d'un champ H , sur l'ÉLECTRON (Nombre quantique MAGNÉTIQUE m ; $2j + 1$ orientations par rapport à H_0).

L'électron tournant sur son orbite apporte à l'atome dont il fait partie un moment magnétique ÉLECTRONIQUE $\mu_{\text{élect.}} = \frac{e}{m} \frac{h}{4\pi}$ (e et m charge et masse de l'électron ; h constante de Planck. (2).)

Si l'on soumet cet électron à un champ extérieur statique — un champ magnétique H_0 par exemple — l'électron effectuera autour de la direction H_0 un mouvement de précession *quantifié*. Le plan de l'orbite électronique perpendiculaire à $\mu_{\text{élect.}}$ ne

pourra prendre, par rapport à H_0 , que $2j + 1$ orientations. Cette discontinuité quantique est caractérisée par le 4° nombre quantique m et par la décomposition des niveaux que représente la 4° colonne de la Fig. 5. m est appelé nombre quantique *magnétique* (il aurait été préférable de l'appeler nombre quantique *extérieur* comme nous le verrons au paragraphe C).

Cette 4° grandeur quantique est caractérisée par un fait fondamental qui la distingue des 3 premières

⁽²⁾ Lorsqu'il s'agit d'une *molécule* et non d'un *atome*, deux cas sont à distinguer : 1° Il y a appariement des électrons, la molécule est *diamagnétique* : la somme des moments $\sum \mu$ des divers électrons est nulle. 2° Il y a un électron non apparié, la molécule est *paramagnétique* : la somme $\sum \mu$ n'est pas nulle. C'est le cas par exemple des terres rares, des sels de fer et des aluns dont nous parlerons au paragraphe IV 2°.

et qui est précieux en spectroradioélectricité : Les écarts entre niveaux (n, l, j) étaient immuables pour un atome donné ; au contraire, l'écart ν_0 entre niveaux « magnétiques » est réglable à volonté par réglage du champ statique H_0 : Ceci est régit par la relation fondamentale classique.

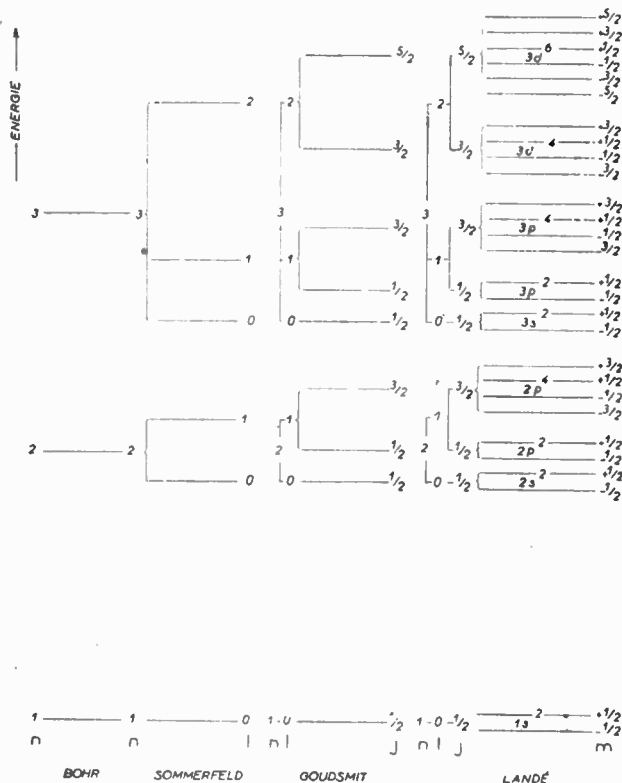
$$h\nu_0 = g\mu_{\text{élect.}} H_0 = g \left(\frac{e}{m} \frac{h}{4\pi} \right) H_0$$

g , facteur de décomposition de Landé, est voisin de 1 à 2 environ (1). On voit que

$$h\nu_0 \approx 2 \left(\frac{1,5 \times 10^{-20}}{9 \times 10^{-28}} - \frac{6,6 \times 10^{-27}}{4\pi} \right) H_0$$

Pour $H_0 = 1.000 \text{ u.e.m.}$ $\nu_0 \approx 3.000 \text{ MHz}$ soit $\nu = 10 \text{ cm}$ environ (et pour $H_0 = 10.000 \lambda \approx 1 \text{ cm}$)

Donc un champ de 1.000 à 10.000 u.e.m. produira une décomposition des niveaux correspondant à une fréquence hertzienne centimétrique.



Ce que nous venons de voir pour l'électron tournant sur son orbite s'étend au noyau de l'atome tournant sur lui-même, mouvement caractérisé par le nombre quantique NUCLÉAIRE i . Ici encore nous avons $2i + 1$ orientations privilégiées par rapport à H_0 et donc décomposition en $2i + 1$ niveaux comme le montre la 5^e colonne de la fig. 5 (pour $i = \frac{1}{2}$).

On introduit dans ce cas, au lieu du moment magnétique électronique, le moment magnétique NUCLÉAIRE :

$$\mu_{\text{nucl.}} = \frac{e}{M} \frac{h}{4\pi}$$

mais ici M est 1836 fois plus grand que m car il s'agit d'un noyau d'hydrogène (proton de masse 1836 fois plus grande que celle de l'électron) donc

$$\mu_{\text{nucl.}} \approx \frac{1}{1836} \mu_{\text{élect.}}$$

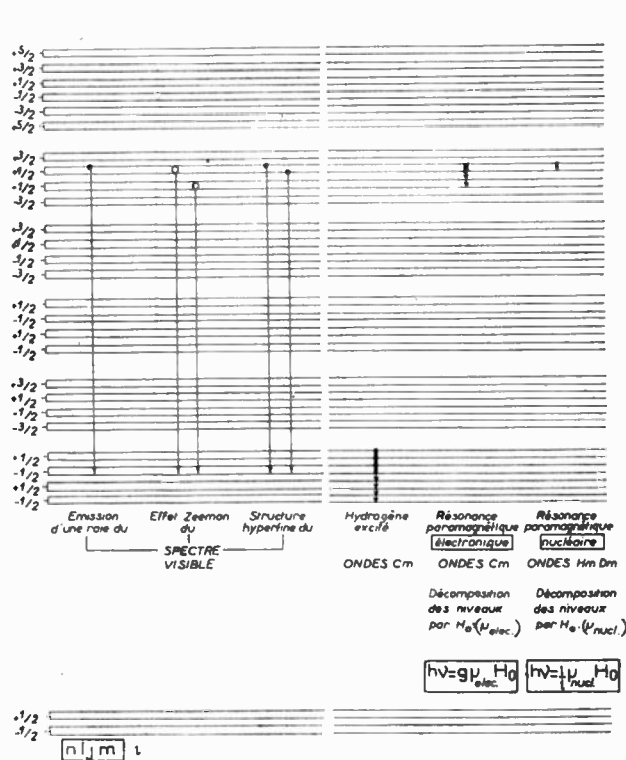


Fig. 5

Remarque. — Si H_0 est oscillatoire, au lieu d'être statique, ν_0 sera variable (modulation).

B) Action d'un champ H_0 sur le NOYAU

Nombre quantique NUCLÉAIRE i ;
 $2i + 1$ orientations par rapport à H_0

(1) Plus exactement $g = 1 + \frac{j(j+1) + s(s+1) - l(l+1)}{2j(j+1)}$.

Ici la décomposition ν_0 est donnée par

$$h\nu_0 = \frac{1}{i} \mu_{\text{nucl.}} H_0 = \frac{1}{i} \left(\frac{e}{M} \frac{h}{4\pi} \right) H_0$$

Par conséquent

$$\nu_0 \text{ nucléaire} \approx \frac{3.000}{1.836} \approx 1,6 \text{ MHz pour } H_0 = 1.000.$$

pour cette valeur du champ, les phénomènes nucléaires se manifesteront donc en ondes hertziennes hectométriques et utiliseront donc les techniques correspondantes.

Remarque — Si le champ H_0 agit à la fois sur l'ÉLECTRON et sur le NOYAU on observe une décomposition en $(2j + 1)(2i + 1)$ sous-niveaux comme le montre la fig. 5 (où l'on a supposé, pour simplifier que $i = 1/2$).

(c) Les décompositions en sous niveaux : m ou i peuvent être produites par divers types de champs extérieurs.

Nous avons décrit l'effet précédent de décomposition des niveaux d'énergie en supposant qu'il s'agissait d'un champ *magnétique* ; c'est le cas correspondant à l'effet Zeeman.

Mais d'autres champs peuvent également décomposer les niveaux : C'est ce que fera notamment un champ *électrique statique extérieur* agissant cette fois sur les charges électriques de l'atome — moment électrique quadrupolaire —. C'est le cas correspondant à l'effet Stark. (Si ce champ électrique est non pas statique mais variable, on crée la modulation par effet Stark, désormais classique en Spectroradioélectricité moléculaire).

Ces champs perturbateurs, magnétique ou électrique, étaient imposés artificiellement à l'atome (ou à la molécule). Or de tels champs — fort élevés — peuvent déjà exister à l'intérieur même du réseau cristallin, des molécules, de la molécule.

C'est le cas dans un *réseau cristallin* : création d'un *champ électrique interne* élevé par les ions du réseau (on dit qu'il y a couplage spin — réseau). C'est également le cas des *champs intermoléculaires* (couplage spin — champ intermoléculaire). C'est le cas surtout des champs élevés correspondant à la *liaison entre deux atomes dans la molécule*.

Tous ces champs, d'origines diverses, pourront produire à un degré plus ou moins élevé, selon leur grandeur, la décomposition des sous-niveaux.

1) Application à l'interprétation des données spectrales dans le visible.

La fig. 5 rappelle comment ce qui précède explique 3 phénomènes observés dans le spectre visible : 1° l'existence d'une raie du spectre visible (observable, par exemple, avec un simple spectroscope à prisme) 2° La décomposition Zeeman de cette raie du spectre visible (observable, par exemple, au spectroscope à réseau assez dispersif) 3° La structure hyperfine de cette raie du spectre visible (observable au spectroscope interférentiel très dispersif).

Mais la fig. 5 va surtout montrer les relations entre ces 3 phénomènes et les phénomènes spectroradio-électriques que nous allons pouvoir maintenant expliquer aisément.

IV. APPLICATION A L'INTERPRÉTATION DES DIVERS PHÉNOMÈNES RADIOSPECTROSCOPIQUES ATOMIQUES.

1° L'ÉLECTRON et l : L'absorption de l'hydrogène excité.

La distance entre les divers niveaux de la fig. 5 dépend, bien entendu, de l'atome considéré : Pour l'hydrogène, ils sont très voisins ; par exemple pour $n = 2$ $l = 0$ $j = \frac{1}{2}$ et $n = 2$ $l = 1$ $j = \frac{1}{2}$ la distance, exprimée en fréquence ($\nu = \frac{E}{h}$) est voisine de 10.000 MHz soit environ $\lambda = 3$ cm.

C'est ce que Lamb et Retherford ont confirmé, en 1947, pour l'hydrogène excité.

2° L'ÉLECTRON et m : L'absorption de résonance PARAMAGNÉTIQUE ÉLECTRONIQUE.

Ce phénomène est lié à l'orientation quantifiée du moment magnétique électronique μ élect. dans un champ magnétique (voir III 2° A). Mesurons l'absorption, en ondes centimétriques, d'un alun de fer paramagnétique (1) soumis à un *champ magnétique haute fréquence* $H_1 = a \sin 2\pi \nu t$ avec $\nu = 3.000$ MHz par exemple.

La substance est placée également comme l'indique la figure 6, dans un *champ magnétique statique* H_0 ; l'absorption sera sensiblement nulle, à la température ordinaire, si $H_0 = 0$.

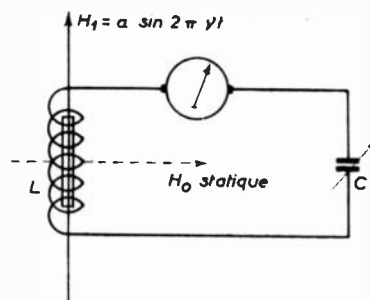


FIG. 6

Mais si H_0 augmente, on fera apparaître les sous-niveaux magnétiques de la fig. 5 avec un écart donné par $h \nu_0 = g \mu$ élect. H_0 .

Quand, H_0 croissant, ν_0 atteindra la valeur ν du champ haute fréquence, il y aura résonance ; c'est la *résonance paramagnétique électronique*. L'écart ν_0 entre sous-niveaux magnétiques est alors égale à

la fréquence propre $\nu = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$ du circuit réso-

nant électrique ; il y a absorption maximum de ce circuit. En pratique, d'ailleurs, pour les ondes centimétriques, ce circuit est constitué simplement par une cavité résonante, convenablement excitée,

(1) Comme il a été indiqué au paragraphe (III 2° A), le paramagnétisme résulte, pour cet alun, de l'existence d'un électron non apparié. C'est lui qui est affecté par le champ magnétique extérieur.

placée entre les pièces polaires d'un électroaimant : la substance paramagnétique est disposée dans la cavité et la mesure consiste alors à déterminer la variation du Q de la cavité en fonction de H_0 .

Soulignons bien d'autre part que la mesure de l'absorption en fonction de H_0 revient (d'après $h\nu_0 = g \mu \text{ élect. } H_0$) à une mesure de l'absorption en fonction de la fréquence : *C'est donc bien une étude spectrale que l'on effectue en faisant varier le champ magnétique.*

3° Les ÉLECTRONS et m : L'absorption de RÉSONANCE FERROMAGNÉTIQUE ÉLECTRONIQUE

Malgré l'importance pratique de ce problème (étude des ferromagnétiques en haute fréquence), nous ne nous y attarderons pas car il est intimement lié au précédent : La seule différence c'est qu'il ne s'agit pas de paramagnétisme mais de ferromagnétisme. Donc, intervient non pas un seul électron d'un atome donné, mais un phénomène coopératif : Les nombreux « domaines » auquel est lié le ferromagnétisme interviennent par leurs nombreux électrons. (V. Colloque International de Grenoble, Journal de Physique mars 1951).

4° Le NOYAU e et i : L'absorption de résonance PARAMAGNÉTIQUE NUCLÉAIRE ; L'absorption de résonance QUADRUPOLAIRE ÉLECTRIQUE NUCLÉAIRE.

A) Résonance paramagnétique nucléaire.

Nous allons retrouver un phénomène analogue aux précédents, mais cette fois pour le noyau de l'atome ; ce phénomène est lié à l'orientation quantifiée du moment magnétique nucléaire $\mu \text{ nucl.}$ dans un champ magnétique (voir III 2° B).

Ici encore le noyau est soumis à un champ magnétique haute fréquence $H_1 = a \sin 2\pi \nu t$ ($\nu = 1 \text{ MHz}$ par exemple) et un champ magnétique statique H_0 perpendiculaire au précédent. Mais, comme l'effet nucléaire est moins intense que l'effet électronique, on augmentera la sensibilité de la méthode. On utilise par exemple pour cela un circuit récepteur perpendiculaire à H_0 et H_1 ; un courant est induit dans ce circuit récepteur du fait de l'orientation de $\mu \text{ nucl.}$ (fig. 7).

La fréquence de mesure utilisée (1 MHz par exemple) montre qu'il s'agit ici d'une technique de mesure en radiofréquences. Plusieurs dispositifs ont d'ailleurs été proposés pour ces mesures (12).

A ces différences techniques près, nous noterons le même caractère du phénomène de résonance ; Pour $H_0 = 0$, effet nul ; pour des valeurs croissantes de H_0 , ν_0 atteint la valeur ν de $H_1 = a \sin 2\pi \nu t$ lorsque $h \nu_0 = \frac{1}{2} \mu \text{ nucl. } H_0$. Il y a alors résonance paramagnétique nucléaire : la fréquence ν_0 de rotation du noyau, donc l'écart ν_0 entre sous-niveaux nucléaires est égale à la fréquence propre ν du circuit émetteur. On a vu que le phénomène se manifeste, pour $H_0 = 1.000$, en ondes hectométriques (ordre de grandeur 1 MHz) parce que $\mu \text{ nucl.}$ est 1836 fois plus petit que $\mu \text{ élect.}$

Le phénomène examiné ici est parfois désigné par *couplage spin nucléaire — champ magnétique statique.*

B) Résonance quadrupolaire électrique nucléaire pure.

Dans ce qui précède la décomposition des sous-niveaux provenait de l'action du champ magnétique statique extérieur H_0 sur le moment magnétique $\mu \text{ nucl.}$ Supprimons ce champ extérieur et n'oublions pas qu'il existe un champ interne très élevé correspondant à la liaison entre atomes de la molécule.

Le gradient $\frac{\partial E}{\partial z} = \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}$ caractérisera ce champ interne,

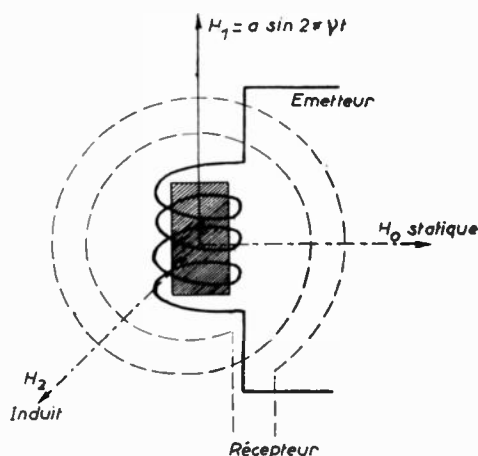


Fig. 7

suivant la direction Oz de liaison des atomes. Ce champ électrique va agir sur le moment électrique quadrupolaire du noyau Q (1).

L'effet, du type $e Q \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}$ sera l'effet quadrupolaire électrique nucléaire : Il correspond également à la décomposition en sous-niveaux nucléaires i (fig. 5).

Il convient de souligner que ce champ n'est plus réglable à volonté comme il en était avec un champ magnétique extérieur. Donc, au lieu de faire varier H_0 , il faudra cette fois, comme en spectroscopie ordinaire, faire varier ν , fréquence de mesure, en recherchant systématiquement la fréquence ν_0 du maximum d'absorption. Cette fréquence étant proportionnelle à $e Q \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}$ on obtiendra ainsi de précieux renseignements sur les forces de liaison entre atomes.

Le phénomène examiné ici est désigné parfois par *couplage moment électrique quadrupolaire — champ interatomique.*

5° Quelques exemples de « couplages »

Nous ne signalerons que pour mémoire le couplage

(1) Rappelons que le NOYAU de l'atome a un moment électrique dipolaire nul ; mais on lui attribue un moment électrique quadrupolaire Q (un quadrupole pouvant être schématisé par 4 charges $+e -e +e -e$ convenablement disposées). Ordre de grandeur $Q \approx 10^{-26}$ u.e.s.

spin nucléaire — spin nucléaire entre divers noyaux d'une même molécule ou d'un même réseau cristallin.

Par contre, nous donnerons quelques indications sur le *couplage spin électronique — spin nucléaire* : les fig. 1 et 5 précisent que les effets d'un champ magnétique extérieur H_0 sur m d'une part, sur i d'autre part peuvent se superposer : il y a couplage m, i . Considérons, par exemple, la résonance paramagnétique électronique : Le champ H_0 décompose non seulement les sous-niveaux magnétiques m mais aussi simultanément — et plus faiblement — les sous-niveaux nucléaires i . Il en résulte une structure fine de la résonance paramagnétique électronique due à la résonance paramagnétique nucléaire.

Mais en outre va apparaître une structure *hyperfine* liée au champ électrique interne : *Couplage moment électrique quadrupolaire nucléaire Q — champ interatomique*. Ainsi, cet effet vient se superposer aux deux précédents ; c'est ce que précise la figure 1. Au lieu d'être le phénomène prépondérant comme au paragraphe 4) (résonance électrique quadrupolaire pure), il agit comme effet du second ordre ; les flèches de la fig. 1 permettent de comprendre ce rôle.

Nous venons de voir comment, grâce à des considérations purement spectroscopiques, les radiospectroscopistes ont découvert de nouveaux phénomènes relatifs à l'ATOME. Passons maintenant aux phénomènes relatifs à la MOLÉCULE isolée, remettant à un exposé ultérieur le cas des MOLÉCULES interagissantes (1^{re} colonne de la fig. 1). Nous ne donnerons d'ailleurs qu'un bref aperçu de la question ayant seulement pour but de relier l'idée de quantification pour l'atome à l'idée de quantification pour la molécule. En effet, on trouvera un exposé plus détaillé sur ce sujet dans un numéro antérieur de l'Onde Electrique (Octobre 1950) ; en outre il est paru en décembre 1951 un excellent article d'ensemble sur cette question (10) ; voir également (6) à (12).

V RAPPEL DE QUELQUES NOTIONS DE RADIOSPECTROSCOPIE MOLÉCULAIRE.

1^o La ROTATION de la molécule est quantifiée : Absorption de rotation moléculaire.

De même que les divers phénomènes relatifs à l'atome sont quantifiés, on sait que la rotation sur elle-même d'une molécule ($I\ Cl$, chlorure d'iode, par exemple) est quantifiée ; le nombre quantique de rotation J caractérise cette rotation (1).

L'énergie de rotation est :

$$E_{rot} = \frac{h^2}{8\pi^2 I_B} J(J+1).$$

$$I_B = \mu r^2 = \left(\frac{1}{\frac{1}{m_1} + \frac{1}{m_2}} \right) r^2$$

est le moment d'inertie de la molécule.

(1) Pour une molécule ayant 2 ou 3 axes d'inertie on introduit deux nombres quantiques J et K (voir (7) et (8)).

Les fréquences de rotation sont données par :

$$\nu = \frac{E' - E''}{h} = \frac{h}{8\pi^2 I_B} [J'(J'+1) - J''(J''+1)]$$

Par exemple, pour $I^{127} Cl^{35}$, on trouve $\nu = 6980$ MHz pour $J' = 1 \rightarrow J'' = 0$; cela correspond à $\lambda = 4,3$ cm environ, dans le domaine des ondes centimétriques.

2^o Application à l'étude des ISOTOPES.

Si on effectue le même calcul que précédemment pour les molécules $I^{127} Cl^{35}$ et $I^{127} Cl^{37}$ on trouve 6980 et 6684 MHz, soit l'intervalle gigantesque de 296 MHz ; cela montre l'extrême précision avec laquelle on pourra distinguer les isotopes — donc effectuer certaines analyses chimiques.

3^o Couplage entre QUANTIFICATION MOLÉCULAIRE et QUANTIFICATION ATOMIQUE : Couplage J, i

De même que nous avons vu se coupler entre eux des phénomènes atomiques électronique et nucléaire, on a mis en évidence des couplages entre quantification MOLÉCULAIRE caractérisée par J et quantification NUCLÉAIRE caractérisée par i .

Les niveaux J peuvent se décomposer sous l'influence du spin nucléaire de diverses façons : A) Par influence d'un champ magnétique extérieur (effet Zeeman moléculaire) B) Par influence d'un champ électrique extérieur (effet Stark moléculaire statique ; effet Stark moléculaire dynamique = modulation par effet Stark en courant alternatif) C) par influence du champ électrique interatomique $\left(e Q \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} \right)$.

L'effet quadrupolaire électrique nucléaire se retrouve donc ici encore comme effet du second ordre ; il joue un rôle considérable en radiospectroscopie et en spectroradioélectricité (voir 7,8,10).

4^o Effet d'inversion — Effet dipolaire magnétique.

Renvoyant encore à l'article précédent (Onde Electrique oct. 1950) nous rappelons seulement que la molécule NH^3 présente une absorption vers 1,25 cm dont l'origine n'est pas la rotation mais l'inversion (passage de l'atome d'azote de part et d'autre du plan des atomes d'hydrogène). L'absorption correspondante, très intense, présente un effet du second ordre : la ROTATION, et des effets du 3^e et du 4^e ordre : l'Effet ISOTOPIQUE et l'effet quadrupolaire électrique NUCLÉAIRE, (ce dernier utilisé dans la modulation par effet Stark moléculaire). Voir figure 1.

— L'effet DIPOLAIRE MAGNÉTIQUE a été signalé également précédemment (Onde Electrique oct. 1950). C'est la cause de l'absorption atmosphérique par l'oxygène des ondes voisines de 5 mm.

VI. APPLICATIONS PRATIQUES.

Par l'exemple de NH^3 , nous avons abordé le problème des applications pratiques de la Radiospectroscopie à la Spectroradioélectricité. Nous résume-

rons dans le tableau ci-dessous quelques applications actuelles :

LA MOLÉCULE :

Bande d'inversion. (NH^3) : Etalon de fréquence — Stabilisation de fréquence des émetteurs à ondes centimétriques — Horloge « atomique ».

Bande dipolaire magnétique. (O^2) : Explication de l'absorption des ondes de 5 mm par l'oxygène atmosphérique.

Bandes de rotation : — Explication de l'absorption des ondes de 1,25 cm environ par la vapeur d'eau atmosphérique.

— Analyse chimique précise des traces de gaz ou vapeur.

— Distinction des isotopes et étude des isotopes radioactifs.

— Etudes théoriques sur la structure moléculaire.

L'ATOME :

— Interprétation de certaines émissions stellaires.

— Analyse chimique (résonance nucléaire).

— Etudes théoriques sur la structure moléculaire et atomique.

A priori, ce champ d'application pourrait sembler assez limité. Mais il ne faut pas oublier qu'il s'agit de phénomènes dont la découverte est assez récente — 6 à 7 ans tout au plus. Aussi peut-on simplement dire qu'il y a certainement là un champ immense d'applications difficilement prévisibles actuellement.

BIBLIOGRAPHIE

1. BRUHAT. Optique (*Masson*).
2. HERZBERG. Atomic spectra and atomic structure (*Dover Publication New-York 1944*).
3. HERZBERG. Molecular spectra and molecular structure (2 vol. *Van Nostrand Company*).
4. TOLANSKY. Hyperfine structure (*Methuen*).
5. WHITE. Introduction to atomic spectra (*Mc Graw Hill*).
6. COLLOQUE NATIONAL. du C.N.R.S. Paris (février 1952).
7. M. ET R. FREYMAN ET J. LE BOT. *Journal de Phys.* Oct., Nov., Déc. 1948.
8. GORDY. *Rev. of Modern Physics.* Oct. 1948.
9. MAIER. *Ergebn Exakt. Naturwiss.* 1951, 24, 275.
10. MATRICON ET ROUBINE. *Revue technique C.F.T.H.* N° 16, déc. 1951.
11. PHYSICA. Avril 1951 *Proc. of the International Conference on spectroscopy.* (Amsterdam 1950).
12. SOUTIF. *Journal de Phys.* Nov. 1949.

SYSTÈMES MATRICIELS DE MÉMOIRE ⁽¹⁾

Tube mémoire à commande sélective et mémoire magnétique à structure matricielle

PAR

Jan A. RAJCHMAN

RCA Laboratories Div., Princeton, N.J.

U.S.A.

Introduction.

Il y a une dizaine d'années, ont été mis au point des circuits électroniques qui font les calculs arithmétiques de façon précise et à une vitesse considérable en opérant sur des signaux à deux valeurs possibles ou « tout ou rien », ces signaux représentant les nombres sous forme de digits suivant le système de numération binaire ou un système décimal codifié quelconque. Il devint alors possible d'effectuer avec précision des calculs extrêmement complexes en des temps assez courts pour qu'on puisse traiter par les méthodes numériques de nombreux problèmes scientifiques, techniques et militaires qu'en pratique les moyens classiques ne permettaient pas de résoudre. Plusieurs machines sont déjà en service aux U.S.A. et à l'étranger, et de nombreuses autres sont en construction. Le calcul électronique s'est même introduit dans les machines comptables et, à en croire certains prophètes, produira vraisemblablement une révolution dans le travail de bureau.

La mémoire interne d'une machine arithmétique électronique est un système d'emmagasinement dans lequel on peut inscrire en un temps très court, retenir pendant un temps illimité et relire dans les plus brefs délais des signaux à deux valeurs possibles. C'est l'élément fondamental du fonctionnement automatique : des nombres obtenus comme résultat d'un calcul peuvent en effet être conservés pour servir de base à un calcul ultérieur, et de longues suites d'opérations sont alors possibles sans perdre un temps superflu à manipuler les résultats intermédiaires. La mémoire peut aussi contenir des instructions codées décrivant des opérations arithmétiques à effectuer pour un problème particulier, et permettre à la machine de les exécuter, soit dans un ordre fixé, soit dans un ordre conditionné par l'état d'avancement du calcul. De cette façon, une machine composée d'un organe d'entrée, d'une mémoire interne, d'une unité de commande, d'un opérateur arithmétique unique et d'un organe de sortie, est fondamentalement universelle car elle peut résoudre une grande variété de problèmes par simple insertion d'un programme convenable d'instructions. Ces instructions, ou ordres, indiqueront en général l'emplacement dans la mémoire, ou adresse,

des nombres sur lesquels il faut travailler, l'opération envisagée, et l'adresse où envoyer le résultat.

L'utilité d'une machine à calculer dépend évidemment de la capacité de sa mémoire, car cette capacité limite la taille du programme et le nombre des résultats intermédiaires possibles. Il faut pouvoir accéder à une adresse désirée de la mémoire en un temps inférieur ou analogue à celui de l'opération arithmétique la plus fréquente pour ne pas perdre la plus grande partie du temps en simple « remplissages » ou « recherches ». Les conditions de grande capacité et d'accès rapide sont contradictoires dans les systèmes de mémoire où l'accès à tous les éléments binaires d'information se fait en série dans le temps, par exemple dans le ruban magnétique mobile, le cylindre tournant ou la ligne à retard à vitesse sonique. En pratique, le problème est résolu en combinant judicieusement des dispositifs à accès lent et grande capacité, et des dispositifs à accès rapide mais à faible capacité. Pareil dilemme ne se présente pas dans une mémoire du type matriciel où l'accès à un élément binaire d'information se fait par coïncidence de signaux qui précise sa localisation, ou adresse, dans le dispositif de mémoire. L'emploi d'une telle mémoire matricielle serait éminemment souhaitable si la réalisation de grandes capacités pouvait être simple et peu coûteuse.

La mémoire matricielle soulève deux problèmes : maintien et commande. La mémoire élémentaire doit présenter au moins deux états physiquement stables, et il faut pouvoir passer d'un état à un autre en appliquant plusieurs signaux de façon à ce qu'ils coïncident. De nombreux phénomènes physiques manifestent des états stables caractéristiques, mais la plupart manquent de la non linéarité nécessaire à la commande, de sorte que, en fait, le vrai problème de la mémoire matricielle est un problème de commande plutôt que de maintien. On peut obtenir une coïncidence multiple en superposant des effets non linéaires dont chacun présente un seuil effectif, comme la commande du courant électronique dans un tube. C'est le principe de sélection du tube mémoire électrostatique à commande sélective qui constitue la première réalisation d'une mémoire à accès rapide du type matriciel qui soit vraiment « sélective ». Nous décrirons brièvement ce tube dans la première partie du présent article ; une description détaillée en a été publiée il y a plus d'un an (1).

(1) Communication présentée à la Section « Etudes Générales » et à la Section « Electronique » de la Société des Radiotechniciens, le 3 Juillet 1952

On peut aussi, pour effectuer la commande par coïncidence multiple, utiliser un effet de seuil portant sur une seule variable obtenue par combinaison linéaire des signaux sélecteurs d'adresse ; le dépassement du seuil unique caractérise alors la coïncidence. Les commutateurs matriciels à résistance développés il y a plus de dix ans reposent sur ce principe (2). C'est aussi le principe de la mémoire magnétique à disposition matricielle que décrit la seconde partie de cet article, récemment publiée aux U.S.A. (3).

1. — LE TUBE MÉMOIRE ÉLECTROSTATIQUE A COMMANDE SÉLECTIVE.

Principe.

La sélection d'un élément se fait à l'aide d'une matrice fixe constituée par deux réseaux de fils parallèles orthogonaux l'un à l'autre. Des électrons bombardent la matrice uniformément et sont arrêtés dans toutes les fenêtres sauf une, comme le montre

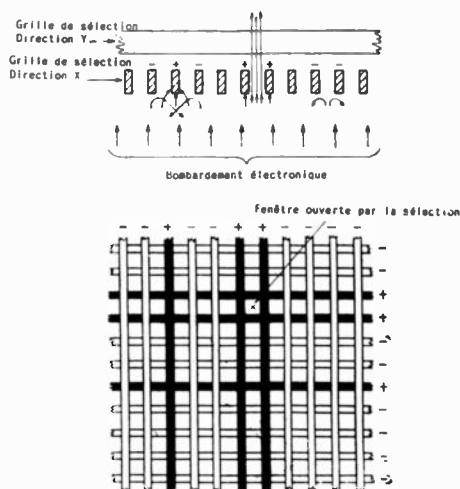


FIG. 1. — Principe de la sélection.

la figure 1. Quand deux barres parallèles adjacentes sont à un potentiel relativement positif, elles peuvent se comporter comme une bonne lentille électronique et laisser passer les électrons entre elles. Quand ces barres sont négatives, il se produit une barrière de potentiel qui arrête les électrons. Quand une barre est positive et l'autre négative, l'optique électronique peut être constituée de façon à ce qu'il en résulte, soit une barrière de potentiel, soit des déviations qui arrêteront les électrons. Comme il est nécessaire que les potentiels des deux barres soient simultanément positifs, il est possible de connecter électriquement les barres en groupes. Ces connections doivent être telles que deux groupes arbitrairement choisis possèdent en commun une paire et une seule de deux barres adjacentes. Une analyse combinatoire élémentaire montre que cela peut se faire de bien des façons différentes. Quand on connecte ainsi les deux réseaux de barres, une fenêtre ne laisse passer les électrons que moyennant une quadruple coïncidence de tensions positives sur les barres qui la constituent. Le nombre de fenêtres ou éléments de mémoire est donc proportionnel à la 4^e puissance

du nombre des potentiels sélecteurs d'adresse. On peut se faire une idée de l'économie qui en résulte en considérant qu'un million d'éléments pourraient être commandés par une centaine de potentiels sélecteurs d'adresse.

Dans ce tube, le mécanisme de mémoire est, comme la sélection, quantifié dans son principe. L'effet de mémoire résulte des deux potentiels naturellement stables que peuvent prendre des éléments métalliques électriquement isolés, — les éléments de mémoire, — sous l'action d'un bombardement électronique permanent : le potentiel pour lequel l'élément repousse les électrons, et un des potentiels pour lesquels les électrons primaires incidents produisent un nombre égal d'électrons secondaires. L'information est retenue sans limitation de durée, car le courant permanent maintient vigoureusement le potentiel d'équilibre malgré les pertes dues aux imperfections dans l'isolement des supports de l'élément. Les signaux à retenir sont appliqués par capacité à l'ensemble des éléments et amènent les éléments sélectionnés aux potentiels stables désirés. Les signaux de lecture sont des courants électroniques d'amplitude notable obtenus par l'« effet-grille » des éléments de mémoire. Ces courants sont soit présents soit absents, de sorte que les lectures n'ont aussi que deux valeurs et n'exigent aucune discrimination d'amplitude. Accessoirement, ces courants produisent une image destinée à un contrôle visuel.

Description du tube.

Le tube dans sa présente forme comporte 256 éléments de mémoire, et a 7,5 cm de diamètre et 20 cm de long ; il utilise un culot à 31 broches. Les

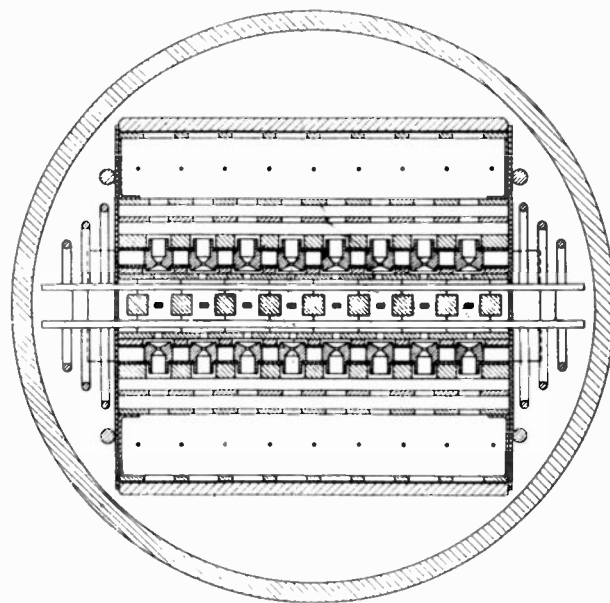


FIG. 2. — Section diamétrale.

figures 2 et 3 représentent une section droite diamétrale et une photographie du tube. Dans un plan diamétral se trouvent huit cathodes allongées à section rectangulaire. Entre les cathodes, et parallèle

à elles, se trouve un réseau de neuf barres sélectrices à section carrée. Ces barres sélectrices verticales sont connectées en six groupes : V1, V2, V3, V4 et V'1, V'2, comme le montre la figure 4. De chaque côté du plan des cathodes et des barres V se trouve un réseau de 18 barres parallèles de section carrée orthogonal au réseau V. Les cathodes et les barres V sont « en sandwich » entre ces deux réseaux de

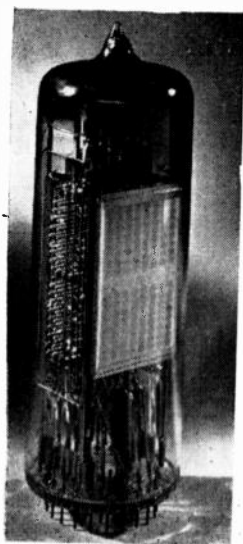


Fig. 3

barres sélectrices horizontales de même qu'entre toutes les autres électrodes du tube, le plan des cathodes étant plan de symétrie du tube. Les 36 barres sélectrices horizontales sont réunies en 12 groupes H1... H4 et H1'... H8' comme le montre la figure 4. Il y a 9 barres verticales pour 8 intervalles et 36

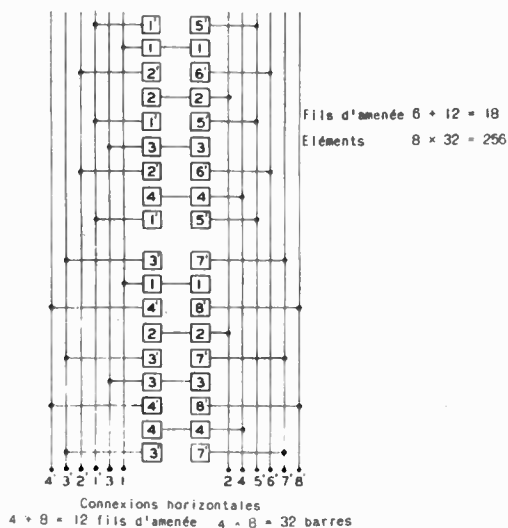
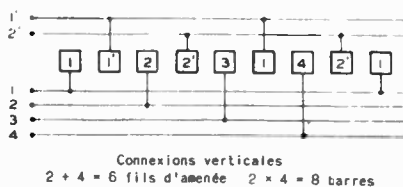


Fig. 4. — Connexions intérieures du tube SB 256

barres horizontales pour 32 intervalles, les barres supplémentaires étant nécessitées par les effets de bord.

De chaque côté du plan médian, et au-delà des barres horizontales, se trouve un collecteur fait de deux plaques plates percées de trous circulaires dont les centres correspondent aux centres des fenêtres formées par les barres V et H. A côté des plaques collectrices, deux plaques de mica perforées tiennent entre elles 128 éléments de mémoire métalliques. Ces éléments, fabriqués sur des machines à fileter automatiques, comportent une tête conique, un trou central, un collier de soutien et un prolongement servant d'écran. Ils sont constitués d'acier nickelé recouvert de beryllium. De l'autre côté des deux plaques de mica on a une autre plaque métallique perforée, la plaque d'écriture. Les deux plaques collectrices, les deux plaques de mica qui supportent les éléments, et la plaque d'écriture, rivetées les unes aux autres aux extrémités et au centre, forment un ensemble rigide.

Au-delà de la plaque d'écriture est placée une autre plaque métallique, la plaque de lecture, perforée de trous alignés avec les trous des autres plaques. Plus loin se trouve une cage de Faraday formée de deux plaques perforées, à une certaine distance l'une de l'autre, fermées sur les quatre côtés par une paroi métallique. Une plaque de verre, revêtue d'une substance fluorescente, est placée contre la plaque extérieure de la cage. Dans le plan central de la cage sont disposés neuf fils espacés de façon à se situer entre les trous des plaques perforées. Ces fils de lecture sont réunis, et la connexion correspondante menant au culot est blindée.

Etat de garde.

Lorsque, après écriture, le tube retient de l'information et se trouve au repos, toutes les barres sélectrices sont au potentiel des cathodes (0 volt) et

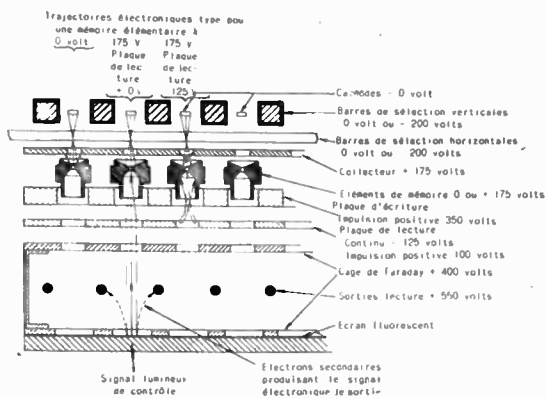


Fig. 5. — Principe de fonctionnement.

les autres électrodes sont aux potentiels indiqués figure 5. Dans ces conditions, les électrons émis par les cathodes forment 256 faisceaux focalisés par l'action combinée des barres V et H au potentiel 0 et des plaques collectrices à un potentiel positif tel que 175 volts. La focalisation est telle que ces faisceaux passent au centre des trous du collecteur

et sont dirigés sur les éléments de mémoire. Comme ces éléments n'ont aucune connexion, sont électriquement isolés, leur potentiel s'ajustera de façon à ce que le courant électronique total qui leur parvient soit exactement zéro. Il se trouve que tel est le cas pour deux potentiels physiquement stables. On comprendra ce phénomène en examinant sur la figure 6 la courbe du courant dans un élément en fonction de son potentiel. Quand l'élément est négatif par rapport à la cathode, aucun courant

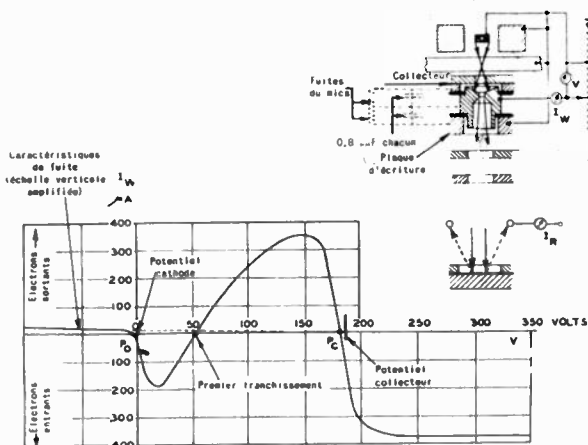


Fig. 6. — Caractéristiques courant tension de l'élément de mémoire.

ne l'atteint car il repousse tous les électrons incidents. Quand il devient positif, des électrons le frappent, produisant un courant négatif. A un potentiel plus positif, une émission secondaire naît à la surface de l'élément par suite du bombardement primaire ; cette émission consiste en une perte de charge négative et tend à annuler le courant négatif. Les deux courants deviennent égaux au point dit de premier franchissement. Pour des potentiels encore plus positifs, l'émission secondaire est supérieure à l'émission primaire et on obtient un courant positif. Finalement, quand l'élément atteint et dépasse le potentiel du collecteur, un champ retardateur à la surface de l'élément empêche la sortie des électrons secondaires. Le courant s'annule donc à nouveau pour devenir négatif. On constate que les positions correspondant aux potentiels de la cathode et du collecteur sont stables, car un écart autour du potentiel de courant nul produit un courant dans le sens qui tend à rétablir le potentiel d'équilibre. Par contre le point de premier franchissement est instable. Le courant correcteur pour les deux potentiels stables compense d'éventuels courants nuisibles ohmiques ou ioniques. En conséquence, tout élément qu'on laisse avec l'un ou l'autre des deux potentiels le conservera indéfiniment, aussi longtemps que le tube sera sous tension, sans aucune détérioration de l'information.

La sélection.

Pour lire dans le tube, ou pour y déclencher ou effectuer la lecture, on modifie momentanément l'état de repos des barres sélectrices V et H de sorte que le courant n'atteint que l'élément dans lequel on a choisi d'écrire ou de lire. Ceci se fait en appli-

quant une impulsion négative à toutes les barres sélectrices V et H sauf une de chacun des quatre groupes V , V' , H et H' . Les barres sont connectées de façon que dans chacune des directions V et H , un intervalle et un seul voit les deux barres d'encadrement rester au potentiel de cathode alors que, pour tous les autres, une ou deux des barres d'encadrement se trouveront au potentiel négatif d'impulsion, comme on peut le voir en considérant la figure 1. Quand une barre V ou H est assez négative, elle supprime presque entièrement le courant émis par la cathode et le peu qui en reste est dévié et n'atteint pas le trou du collecteur. Quand les deux côtés d'un intervalle sont négatifs, il se forme une barrière de potentiel à travers laquelle aucun électron ne peut passer. Il s'ensuit que seule la fenêtre particulière sélectionnée, dont les quatre barres sont au potentiel zéro, conservera son courant antérieur alors que toutes les autres seront complètement fermées.

Ecriture.

Pour enregistrer dans un élément de mémoire particulier un digit binaire d'information entrant, cet élément est d'abord sélectionné par interruption du courant dans tous les éléments autres que lui, comme on l'a vu ci-dessus. L'élément de mémoire choisi est alors mené au potentiel désiré par combi-

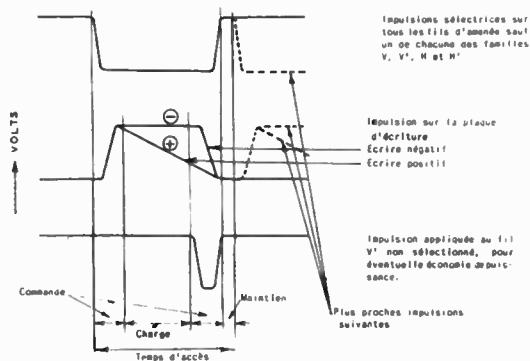


Fig. 7. — Ecriture par modulation de la plaque d'écriture.

naison du courant électronique qui lui reste et du courant de déplacement dû à l'action de l'impulsion sur la plaque d'écriture, à laquelle tous les éléments sont couplés par capacité.

La méthode d'écriture est illustrée sur la figure 7. A l'instant où l'impulsion de sélection atteint sa valeur la plus négative et où l'élément est vraiment sélectionné, on applique à la plaque d'écriture une impulsion positive ; cette impulsion a une vitesse de montée et une amplitude suffisantes pour que le courant positif de déplacement correspondant, en surmontant les courants électroniques de maintien, accroisse le potentiel de l'élément de mémoire d'une quantité égale au potentiel cathode-collecteur. Ceci amène un élément initialement au potentiel de la cathode à un potentiel voisin de celui du collecteur, et un élément initialement au potentiel du collecteur à un potentiel presque double. Si on désire inscrire du positif, on supprime l'impulsion d'écriture assez lentement pour que le courant de déplacement atteignant l'élément soit plus petit que la valeur

maximum du courant électronique global positif qui le quitte. Par suite, un élément amené, par le premier front de l'impulsion, du potentiel de la cathode au potentiel du collecteur se chargera positivement durant ce retour au repos et restera bloqué au potentiel du collecteur. Si on désire inscrire du négatif, on laisse l'impulsion d'écriture à sa valeur maximum pendant un temps suffisamment long pour qu'un élément amené du potentiel de la cathode à un potentiel double puisse revenir au potentiel du collecteur sous l'effet des électrons primaires incidents. On supprime alors l'impulsion de lecture aussi rapidement qu'elle s'est établie ; il en résulte un courant de déplacement négatif qui surmonte le courant électronique positif de maintien et amène l'élément de mémoire au potentiel de la cathode, où il se bloque. On voit que cette méthode d'écriture ne modifie pas l'état d'un élément qui se trouve préalablement au potentiel où on veut finalement l'amener. En conséquence, il n'est pas nécessaire d'effacer avant d'écrire, puisque l'impulsion d'écriture à retour lent laissera l'élément au potentiel du collecteur et que l'impulsion rectangulaire le placera au potentiel de la cathode, quel que soit l'état initial de l'élément.

Immédiatement après la fin de l'impulsion d'écriture, on supprime les impulsions de sélection et le courant est rétabli dans tous les éléments. Pendant la courte durée de la sélection, les éléments non sélectionnés ne sont traversés que par des courants ohmiques résiduels (ou d'autres courants électroniques ou ioniques du second ordre) et par conséquent, après l'impulsion d'écriture, ils ont presque encore leur potentiel initial. Ils atteignent ce potentiel presque immédiatement après, grâce aux courants de stabilisation.

Lecture.

La lecture s'obtient à l'aide du courant qui passe à travers la perforation centrale des éléments. Une partie du courant dirigé vers l'élément est dirigée vers ce petit trou. Quand l'élément est positif, au potentiel du collecteur, les électrons dirigés vers le trou le traversent en raison de leur inertie. Quand l'élément est négatif, au potentiel de la cathode, il manifeste un « effet-grille », les électrons sont repoussés et ne traversent pas le trou. La figure 5 montre la trajectoire des électrons dans les deux cas. La présence ou l'absence d'un courant dans l'élément est donc caractéristique du potentiel de l'élément, c'est-à-dire du digit binaire d'information retenu.

Lorsque le tube est dans son état de garde, la plaque de lecture est polarisée négativement et le courant de lecture traverse tous les éléments positifs (en nombre quelconque entre 0 et 256) mais n'atteint pas les circuits de lecture. Pour lire, on sélectionne un élément en appliquant des impulsions négatives à toutes les barres sauf quatre, comme nous l'avons expliqué ci-dessus. Immédiatement après, on applique une impulsion positive à la plaque de lecture, ce qui permet au courant traversant l'élément choisi, — s'il y a un courant — de passer aux électrodes de sortie. Le courant pénètre dans la cage de Faraday,

frappe l'écran fluorescent, produisant un signal lumineux, et provoquant aussi l'émission d'électrons secondaires. Ces électrons secondaires sont recueillis par les fils de lecture connectés en parallèle et constituent le signal lu. Les fils de lecture ont une faible capacité électrostatique et l'important effet d'écran dû à la cage de Faraday les empêche de recueillir par capacité des signaux parasites.

Pour faciliter le contrôle, il est commode de polariser positivement la plaque de lecture. Il apparaît alors sur l'écran fluorescent une image de l'information retenue.

Conclusion.

Le tube mémoire électrostatique à commande sélective est le premier dispositif fournissant un système matriciel de mémoire vraiment sélectif qui fonctionne directement avec des signaux binaires aussi bien pour les adresses que pour l'information. Il présente un temps d'accès de quelques microsecondes et peut retenir pendant un temps illimité.

De pareils tubes sont possibles avec une plus grande capacité, mais ils présenteraient de nouvelles difficultés technologiques.

II. — MÉMOIRE MAGNÉTIQUE STATIQUE A STRUCTURE MATRICIELLE ET CIRCUITS DE COMMANDE

Introduction.

Pour éviter les difficultés qu'introduit la technologie du vide dans le tube mémoire à commande sélective, nous étudions depuis plusieurs années la possibilité de systèmes matriciels de mémoire qu'on puisse réaliser dans les conditions atmosphériques. Les noyaux magnétiques remplissent par eux-mêmes les deux conditions imposées à l'élément de base d'une mémoire matricielle : ils sont doués d'états stables d'aimantation rémanente, et leur induction magnétique varie non linéairement en fonction du champ magnétisant. Ces propriétés correspondent au mieux aux conditions théoriques lorsque le matériau présente un cycle d'hystérésis voisin d'un rectangle. La création, il y a plusieurs années, de tels matériaux nous a permis de concevoir, dans la pratique, une mémoire à disposition matricielle reposant sur des noyaux magnétiques. De fait, la première application de noyaux magnétiques, annoncée en 1947 par Harvard Computation Laboratory, fut une ligne à retard statique utilisée comme mémoire magnétique (4). D'autres également vinrent à penser que les noyaux saturables conviennent parfaitement pour une mémoire matricielle, notamment R. L. SNYDER en 1947, et J. W. FORRESTER qui publia une proposition dans ce sens en 1951 (5). Les résultats des travaux conduits au Massachusetts Institute of Technology furent exposés par W. N. PAPIAN dans un rapport présenté au Congrès National de l'Institute of Radio Engineers en 1951.

Principe.

Considérons un tableau de noyaux magnétiques rangés suivant des lignes et des colonnes. Chaque

noyau porte trois enroulements, dont deux sont associés en série avec leurs homologues de la même ligne et de la même colonne, le troisième faisant partie d'un enroulement série commun, comme le montre la figure 8. Un noyau quelconque est amené à présenter l'un ou l'autre des deux inductions rémanentes correspondant, sur la courbe d'hystérésis théorique de la figure 8, aux points P et N. Dans cet état, le tableau retient l'information préalablement enre-

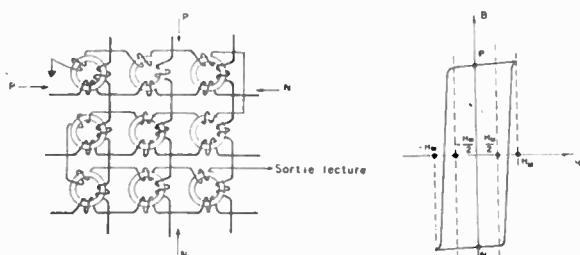


Fig. 8. — Schéma de la mémoire matricielle magnétique à double coïncidence, et cycle d'hystérésis théorique.

gistrée. Pour amener un noyau donné dans la position désirée (P ou N), on applique simultanément sur sa ligne et sur sa colonne des impulsions de courant de sens convenable. L'amplitude de ces courants est telle que, quand ils se superposent, doublant leurs effets, c'est-à-dire dans le noyau sélectionné situé au croisement des rangées activées, la force magnétomotrice produite suffit à faire dépasser le coude du cycle d'hystérésis, mais les autres noyaux des mêmes rangées, où un seul courant agit, ne parviennent pas à dépasser le coude. Dès lors, le noyau sélectionné sera aimanté dans le sens cherché alors qu'aucun autre noyau de la matrice ne changera d'état. Pour la lecture, on applique sur les rangées du noyau interrogé des impulsions de lecture de sens donné, par exemple P, et on observe s'il en résulte, ou non, une variation de flux dans le noyau. Une variation de flux induit une tension dans l'enroulement commun. Si, le flux passant de N à P dans le noyau interrogé, on recueille une telle tension, le signal de lecture actionne des circuits qui ramènent le noyau dans son état initial N.

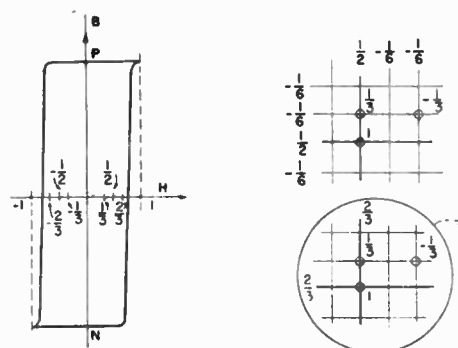
Le fonctionnement du dispositif matriciel que nous venons de décrire repose sur une discrimination sûre entre les variations d'induction produites dans les noyaux par des forces magnétomotrices dont l'une est double de l'autre. En fait, on peut former un dispositif basé sur un rapport 3 des excitations. Il existe aussi de nombreuses combinaisons possibles, où, pour changer de sens d'aimantation, un noyau doit être soumis à plus de deux signaux simultanés. Nous allons passer en revue ces différentes possibilités.

Système de combinaison.

Pour obtenir un rapport 3 entre l'excitation du noyau sélectionné et celle des autres, on peut envoyer dans les rangées non sélectionnées un courant opposé à celui des rangées sélectionnées. Si ce courant est égal au tiers du courant de sélection, on vérifie facilement que l'excitation de ceux des noyaux non sélectionnés qui appartiennent aux lignes sé-

lectionnées est le tiers de l'excitation du noyau sélectionné, et que l'excitation de tous les autres est aussi le tiers de celle du noyau sélectionné, mais de sens opposé. La figure 9 illustre ce fait. Dans un arrangement analogue, un enroulement supplémentaire, parcouru par un courant inverse égal au tiers du courant nécessaire à la sélection d'un noyau, lie tous les noyaux de la matrice, et l'attaque des rangées sélectionnées est portée aux deux tiers de celle qu'exige la sélection. Ces deux systèmes utilisent plus efficacement la plage des excitations magnétomotrices inférieures au champ coercitif en l'étendant aux deux polarités, comme le montre la figure 9.

La possibilité d'exciter partiellement avec l'une ou l'autre des polarités les noyaux non sélectionnés, y compris ceux des lignes non sélectionnées, peut aussi servir à faire passer de deux à trois le nombre



M	2	3	4	5
M^{-1}/M	$1/2$	$2/3$	$3/4$	$4/5$
$M^{-1}/M+1$	$1/3$	$1/2$	$3/5$	$2/3$

Fig. 9. — Excitation partielle des noyaux non sélectionnés dans les deux polarités et commande par coïncidence multiple.

des signaux coïncidents. Par exemple, envoyer dans l'enroulement commun un courant d'opposition égal au courant envoyé dans une des lignes sélectionnées peut verrouiller efficacement la matrice : l'excitation du noyau à sélectionner est $1/2$ (de ce qui est nécessaire pour la sélection), et l'excitation des noyaux des lignes non sélectionnées — $1/2$. Pour que le sens d'aimantation du noyau change, il faut la coïncidence de deux impulsions, et l'anti-coïncidence d'une troisième pour le déverrouillage. Les trois signaux peuvent aussi avoir la même polarité et être égaux à la moitié du courant de basculement du noyau choisi, si tous les noyaux de la matrice sont soumis, au cours de l'enregistrement, à un courant de même amplitude en opposition. Le fonctionnement de la matrice repose alors sur une simple triple coïncidence. Dans ces deux méthodes de commande par coïncidence triple et non plus double, les noyaux sélectionnés et non sélectionnés sont sollicités par des forces magnétomotrices globales qui sont entre elles dans le rapport deux.

Ces exemples montrent qu'une excitation partielle des noyaux non sélectionnés, peut servir soit à accroître le rapport absolu des excitations et le rendre égal à 3, avec un système à double coïncidence,

soit à obtenir un système à triple coïncidence où le rapport absolu des excitations reste égal à 2. Ces propriétés peuvent se généraliser à un nombre plus élevé, M , de signaux coïncidents ; différents moyens permettent alors d'obtenir entre l'excitation du noyau choisi et celle des autres un rapport égal à $\frac{M-1}{M+1}$. Par exemple, avec quadruple coïncidence,

le rapport de discrimination est $3/5$ ou 60 %, et pour cinq signaux il est $2/3$ ou 66 %. Il en résulte que pour commander par coïncidence la matrice de mémoire, on peut utiliser des signaux en nombre d'autant plus grand que le cycle d'hystérésis ressemble plus à un rectangle et que les propriétés magnétiques des noyaux sont moins dispersées. Un sélecteur que nous allons décrire rend très facile la commande par coïncidence multiple ; aussi la triple coïncidence sera-t-elle sans doute la plus utilisée pratiquement, même lorsqu'on disposera de matériaux doués de propriétés magnétiques parfaites.

Commande de la matrice de mémoire.

La double coïncidence ramène le problème de la commande aux n^2 noyaux d'un tableau au problème de la commande à $2n$ voies. Dans chaque voie, il faut deux organes électroniques, — tels que tubes ou cristaux, — puisque ces organes laissent passer le courant dans un seul sens. Alors même que le nombre des tubes nécessaires ($1n$) peut être petit par rapport à n^2 , il est encore important lorsque n est grand.

Il s'est avéré très tôt qu'il était indispensable de posséder un moyen efficace de réduire encore le nombre des bornes d'entrée, et qu'on pouvait y parvenir en utilisant à nouveau le procédé de coïncidence employé dans la matrice de mémoire, c'est-à-dire en attaquant des ensembles de noyaux par d'autres ensembles de noyaux. L'étude des différents moyens d'attaquer la matrice par des systèmes de noyaux dégagés un fait important : l'information est retenue dans le seul tableau final et, dans les réseaux de commande, ou bien tous les noyaux sont dans l'état N, ou bien un seul se trouve dans l'état P, les autres étant en N. Par suite, on peut, dans ces réseaux de commande, soumettre les noyaux non sélectionnés à d'importants courants magnétisants dans le sens N alors que le noyau sélectionné est transféré en l'état P. Ceci contraste avec la très faible valeur qu'on pouvait tolérer dans la matrice de mémoire pour l'excitation inverse des noyaux non sélectionnés.

Chaque côté de la matrice de mémoire peut se commander à l'aide de commutateurs dans lesquels K voies permettent la sélection d'un noyau parmi 2^k . La figure 10 schématise un commutateur type à trois entrées et huit sorties. Chaque entrée comporte deux enroulements dont l'un connecte la moitié des noyaux avec un certain sens, et l'autre moitié avec l'autre sens, le second enroulement connectant les mêmes groupes de noyaux mais en sens inverse du premier. La division en moitiés pour les différentes entrées se fait par simple bissection géométrique pour une entrée, par quarts alternés pour

l'entrée suivante, par huitièmes alternés pour la suivante, etc... On envoie une impulsion de courant sur chaque paire dans l'un ou l'autre des enroulements. Il en résulte, pour chaque configuration

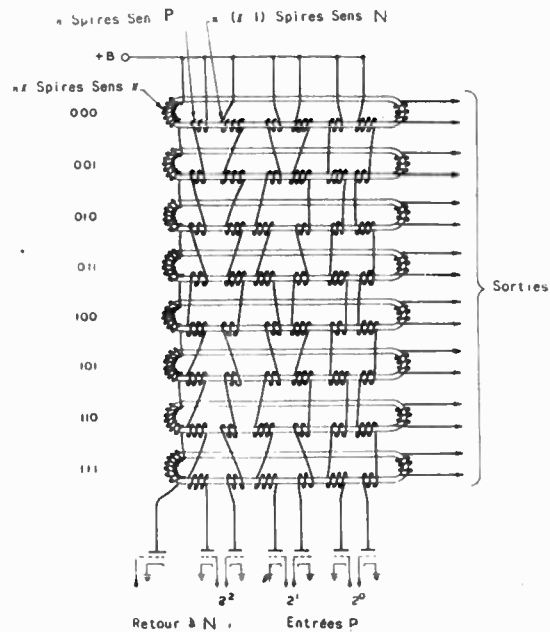


FIG. 10. — Commutateur magnétique.

d'entrée, qu'un noyau sera attiré dans le sens P par K enroulements et que les autres seront attirés vers P par $(K-S)$ enroulements et vers N par S enroulements, S pouvant prendre les valeurs, 1, 2, ... K . Les enroulements N comportent $(K-1)$ fois plus de spires que les enroulements P, de sorte que finalement seul le noyau sélectionné est sollicité vers P, alors que les autres noyaux, s'ils sont excités, le sont dans le sens N, certains très fortement. En conséquence, seule l'aimantation du noyau choisi changera de sens et passera de N en P, dans la mesure du moins où tous les noyaux étaient initialement aimantés dans le sens N. Pour ramener le noyau choisi dans son état initial de saturation N, on dispose un enroulement commun de remise à zéro qui relie tous les noyaux. Quand il est excité, il tend à aimanter tous les noyaux dans le sens N, ramenant le noyau sélectionné de P en N, et soumettant tous les autres à un courant assez élevé qui tend à les aimanter dans le sens de l'aimantation résiduelle qu'ils ont déjà. Cette méthode, qui évite de répéter les tubes de commande de sélection, repose sur le fait que la remise à zéro n'a pas à être sélective.

Chaque noyau du commutateur a un enroulement de sortie. Les sorties peuvent être très fortement chargées c'est-à-dire que ce dispositif peut éventuellement transmettre une puissance considérable. Bien entendu, les courants de commande primaires sont élevés en conséquence. En fait, le noyau sélectionné se comporte de façon analogue à un transformateur conventionnel : il faut appliquer au primaire assez de courant (et de puissance) pour à la fois magnétiser le transformateur et fournir les courants (et la puissance) secondaires. L'augmentation de courant dans les enroulements N des noyaux non sé-

lectionnés compense automatiquement l'augmentation des courants qui poussent vers P, de sorte qu'on peut faire varier arbitrairement, sans aucun réglage, la puissance transmise par le commutateur. Il faut noter aussi que les courants fournis par tous les tubes sélecteurs ajoutent leurs effets magnétisants sur le noyau sélectionné ; en conséquence, plus on a d'entrées et moins on demande de courant individuel aux tubes sélecteurs de commande. De nombreuses variantes permettent de distribuer les enroulements conformément au système binaire, suivant l'idée qui vient d'être mentionnée. Toutes reposent sur le fait qu'on peut soumettre les noyaux non sélectionnés à une excitation arbitrairement grande dans le sens de leur induction rémanente.

Dans la commande des matrices de mémoire, un commutateur actionne les lignes et un autre les colonnes, comme le montre la figure 11. Un tel

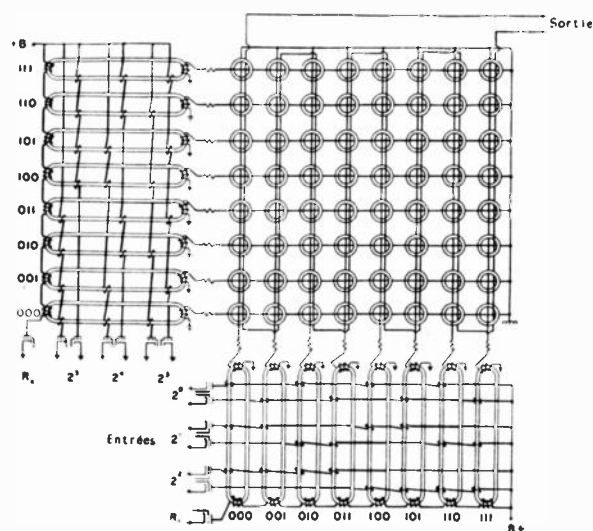


FIG. 11. — Mémoire matricielle magnétique à double coïncidence commandée par commutateurs magnétiques à multi-coïncidence.

système peut fonctionner de la façon suivante : supposons qu'initialement tous les noyaux des deux commutateurs sont dans l'état N, et que les noyaux de la mémoire soient, les uns en N, les autres en P. L'écriture dans la mémoire se fait en deux ou trois phases. Dans la première phase, on excite simultanément toutes les entrées des deux commutateurs, c'est-à-dire qu'on applique un courant à un enroulement de chaque paire d'entrée. Cela fera basculer de N en P un noyau de chaque commutateur, ce basculement, à son tour, induisant un courant dans les deux rangées correspondantes de la matrice de mémoire. L'amplitude de courants induits dans ces rangées est telle que le noyau situé à leur intersection est finalement aimanté dans le sens P (quel qu'il ait été préalablement son sens d'aimantation) et que tous les autres noyaux des mêmes rangées demeurent inchangés. La seconde phase dépend de la polarité du signal d'information à inscrire. Si l'état final du noyau doit être N, on ramène simultanément les deux commutateurs en N en excitant leurs enroulements de remise à zéro. Ceci induit dans les rangées sélectionnées de la matrice, des courants égaux et opposés à ceux de la première phase, et le noyau

choisi, au croisement des rangées, est amené à l'état N. Si, au contraire, l'état final de ce noyau doit être P, seul un des commutateurs est ramené en N à la seconde phase, l'autre le sera au cours de la troisième phase. Naturellement, l'excitation d'une seule ligne de la matrice n'a d'effet sur aucun noyau, car il ne fournit que la moitié de la force magnétomotrice nécessaire au basculement d'un noyau. La lecture, ou interrogation, passe par les mêmes deux ou trois phases. Au cours de la première phase, quand le noyau interrogé est sollicité vers P, on observe dans l'enroulement de lecture un signal important ou pratiquement nul, suivant que le noyau interrogé était initialement dans l'état N ou P. Si on observe un signal, on l'utilise au cours de la phase 2 pour ramener simultanément à zéro les deux commutateurs, et donc pour ramener le noyau interrogé à son état initial N. Si on n'observe aucun signal les commutateurs sont ramenés successivement à zéro au cours des phases 2 et 3, et on laisse le noyau interrogé en son état initial P, d'où il n'est pas sorti.

Ce processus en trois temps a été choisi pour les premières expériences sur un système complet mais le travail des impulsions, dans la combinaison des commutateurs et de la matrice de mémoire, peut obéir à d'autres régimes dont certains ne comportent que deux temps. Ceci peut se faire, par exemple, en connectant tous les noyaux de la matrice par un enroulement supplémentaire. La première phase est comme précédemment : les deux ensembles d'entrées des commutateurs sont alimentés simultanément et aimantent vers P le noyau sélectionné dans la matrice. Dans la seconde phase, les deux commutateurs sont ramenés simultanément à leur état initial et on applique éventuellement à l'enroulement commun une impulsion de courant d'interdiction égale en amplitude aux courants de rangée de la matrice. Quand l'impulsion d'interdiction est envoyée, le noyau choisi reste en P ; quand elle n'est pas envoyée, le noyau est amené en N, comme il a été exposé dans le fonctionnement par triple coïncidence. Pour la lecture, l'absence ou la présence d'un signal dans l'enroulement de la lecture, au cours de la première phase conditionne l'envoi ou non d'une impulsion d'interdiction au cours de la seconde phase ; le noyau interrogé est donc ramené en N s'il devait à la première phase de se trouver en P, mais il reste inchangé si son état initial était P.

Dans ce fonctionnement en deux temps l'attaque du commutateur ne dépend pas de la polarité de la lecture et de l'écriture. La sélection de polarité s'obtient dans ce cas par la présence ou l'absence de l'impulsion d'interdiction dans l'enroulement matriciel. Par cette propriété, la méthode se prête particulièrement bien à la commande de plusieurs matrices de mémoire par une seule paire de commutateurs. Les rangées homologues de toutes les matrices sont attaquées par le même noyau du commutateur, et la sélection porte sur les points homologues de toutes les matrices. La polarité d'écriture et le retour du noyau en son état initial après lecture, sont déterminés par la présence ou l'absence d'impulsions d'interdiction dans les différentes matrices.

L'emploi de commutateurs réduit le nombre des voies de commande à l'extrême minimum (pour des signaux à deux valeurs possibles), à savoir le logarithme de base deux du nombre (2^m) des éléments binaires d'information enregistrés. L'attaque push-pull double le nombre réel des tubes d'attaque. A cela s'ajoutent un ou deux tubes pour remettre à zéro les commutateurs. En tout, les circuits d'adresses exigent donc $2m + 1$ ou $2m + 2$ tubes. Pour lire l'information, il faut également des circuits d'entrée et de sortie, dont la nature est celle de simples amplificateurs.

L'intensité des courants induits dans les rangées de la matrice dépend de la valeur des courants appliqués aux primaires du commutateur, puisque, quand il est fortement chargé par les rangées de la matrice, le noyau sélectionné du commutateur se comporte dans une large mesure comme un transformateur de courant conventionnel. En conséquence, on peut, par commande des courants primaires, ajuster cette intensité de façon à lui donner la valeur qui convient le mieux au fonctionnement de la matrice. Les noyaux du commutateur basculeront plus rapidement s'ils sont moins chargés, une plus grande proportion du courant primaire servant à leur excitation. Pour cela, on peut disposer des impédances en série avec les rangées de la matrice. On emploie une résistance dans ce but, comme le montre la figure 11.

Effets dus à l'imperfection des caractéristiques des noyaux.

Pour simplifier, on a fait jusqu'ici un certain nombre d'hypothèses : le cycle d'hystérésis du matériau constituant le noyau est parfaitement rectangulaire, le champ magnétisant dans le matériau est toujours proportionnel aux courants appli-

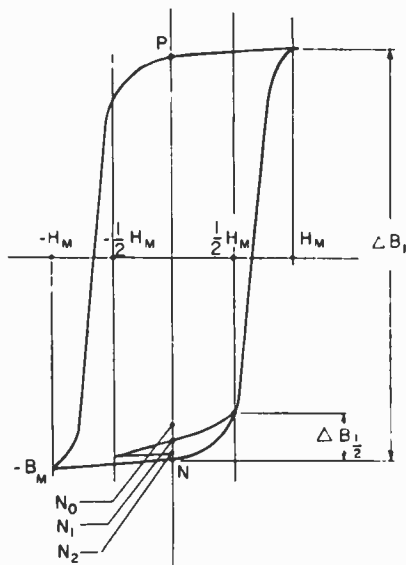


FIG. 12. — Cycle d'hystérésis type.

qués, comme cela serait le cas en l'absence de courants de Foucault, les variations rapides de flux ne sont accompagnées d'aucun autre effet perturbateur dans les noyaux, et tous les noyaux ont

des propriétés uniformes. Le comportement des matériaux réels s'écarte considérablement de ces hypothèses idéales.

La figure 12 montre une courbe d'hystérésis caractéristique des matériaux essayés. C'est un cycle décrit lorsque la force magnétomotrice H_M ou $H_{crête}$ est réglée pour fournir la discrimination optimum dans le système d'attaque de rapport deux, c'est-à-dire essentiellement de façon à obtenir le rapport maximum entre la variation totale de flux ΔB et la variation $\Delta B_{1/2}$ obtenue pour $1/2 H_M$. L'écart par rapport à la forme rectangulaire parfaite a deux effets nuisibles sur la matrice qui retient l'information : désaimantation des noyaux non sélectionnés due à la manipulation des autres noyaux, et présence de signaux parasites dans les enroulements de lecture. Nous allons maintenant décrire ces effets et les moyens de les rendre minimum.

Considérons un noyau et son induction rémanente, représentée par le point N, figure 12. Une impulsion de courant de sens P, égale, dans le cas du système d'excitation 2/1, à la moitié du courant total correspondant à H_M , fera décrire à l'induction un demi cycle et laissera le noyau dans un état d'induction rémanente représenté par exemple par le point N_1 . Si on applique une autre impulsion de courant démagnétisant, on décrira une nouvelle demi boucle et on perdra encore de l'induction rémanente. Dans une matrice commandée directement par tubes il pourrait se présenter un nombre important de ces impulsions démagnétisantes, lorsque interviendrait une longue suite d'opérations sur les autres noyaux des mêmes rangées de la matrice. Il en résulterait à la limite pour certains matériaux, une induction rémanente désastreusement petite. Cet effet cumulatif de démagnétisation est fortement réduit, — sinon complètement éliminé, — par la façon caractéristique dont les impulsions se succèdent dans l'attaque par commutateur magnétique. On rappellera que, pour toute opération sur un noyau, les lignes sélectionnées sont soumises d'abord à une impulsion P, puis à une impulsion N. Par suite, la désaimantation partielle, de N à N_1 , d'un noyau non sélectionné, est immédiatement suivie d'une réaimantation, qui termine le cycle en un point tel que N_2 . Ce point est très proche du point initial N_1 . La rémanence limite lorsque ce cycle est répété équivaut à celle que donnerait une petite perturbation alternative dont on sait que l'effet se réduit à une petite désaimantation permanente. Dans le cas où on utilise une impulsion d'interdiction dans le procédé à deux temps, il est nécessaire de faire suivre chaque impulsion d'interdiction par une impulsion supplémentaire de sens inverse, pour éviter une désaimantation progressive des noyaux non sélectionnés dans l'ensemble de la matrice.

Quand le noyau sélectionné est entraîné dans le sens positif normal en vue d'interrogation, des tensions parasites prennent naissance dans l'enroulement de lecture. Elles sont dues en partie à la petite variation de flux que subit le noyau considéré s'il se trouve être dans l'état P, mais surtout aux effets additifs des variations de flux dans tous les noyaux non sélectionnés qu'on excite partiellement, c'est-à-dire dans les noyaux situés sur les rangées

sélectionnées, et aussi dans le reste de la matrice si on utilise un troisième enroulement commun de commande ou d'interdiction. On peut réduire fortement ces effets cumulatifs en utilisant pour la lecture un enroulement sur lequel le sens de bobinage change à chaque noyau, sur chaque rangée, c'est-à-dire dont les sens d'enroulement dessinent comme un damier. Il est facile de voir qu'avec cet arrangement les tensions parasites tendent à s'annuler deux à deux, sauf pour deux noyaux des rangées sélectionnées. Ces dernières tensions tendent à réduire les signaux, aussi bien utiles que parasites, dûs au noyau sélectionné et donc à améliorer le rapport de discrimination. Pour des propriétés magnétiques parfaitement uniformes, une induction variant linéairement au voisinage de la rémanence, et une vitesse de variation de flux indépendante des noyaux et de la polarité, le système de neutrodynage serait parfait et on n'aurait aucun signal parasite dans l'enroulement de lecture. Pour une dispersion donnée des propriétés magnétiques, la détérioration du rapport du signal utile au signal parasite ne croîtra que comme la racine carrée du nombre des noyaux qui y participent, c'est-à-dire comme la racine carrée de l'ordre de la matrice avec un système normal à double coïncidence, ou proportionnellement à cet ordre dans un système à triple coïncidence ou à compensation.

On peut donc tolérer une différence notable avec la boucle d'hystérésis rectangulaire idéale, puisqu'il existe des remèdes simples aux désaimantations partielles et cumulatives des noyaux non sélectionnés et aux effets additifs des détériorations partielles du signal de lecture. Ces remèdes ne sont efficaces que si les propriétés de noyau à noyau sont très uniformes. En fait, et même lorsque les cycles sont presque rectangulaires, l'uniformité est une condition préalable importante, particulièrement en ce qui concerne le champ coercitif.

Le fonctionnement du commutateur est moins sensible aux propriétés magnétiques des noyaux que l'est celui de la matrice à retenir l'information. Le coefficient de mérite caractéristique est le rapport $\frac{B_r}{B_M}$ entre l'induction rémanente et l'induction correspondant à l'excitation maximum. Quand ce rapport s'éloigne de sa valeur unitaire idéale, les noyaux non sélectionnés induisent des tensions de sens opposé à la tension due aux noyaux sélectionnés. Quand le commutateur commande une matrice de mémoire, le sens de ces tensions est de nature à améliorer le fonctionnement de la matrice. Leur amplitude, qui diffère suivant les rangées, n'est pas optimum; néanmoins, en pratique il en résultera des courants induits d'une certaine utilité.

Les courants de Foucault provoqués dans les noyaux par les rapides variations de flux jouent un rôle essentiel dans le fonctionnement de la matrice de mémoire. La perte d'énergie n'est pas aussi fondamentale que le fait pour ces courants de s'opposer aux courants appliqués et de ralentir la variation du flux. Il en résulte qu'un certain temps s'écoule entre l'application d'un échelon de courant et la fin de la variation de flux correspondante. Ce retard

que met un noyau à basculer est en partie nuisible, car il limite la vitesse à laquelle le système de mémoire peut fonctionner, et en partie avantageux, car il fournit un moyen d'utiliser le temps aussi bien que l'amplitude comme paramètre de discrimination entre signaux de lecture utiles et parasites.

Il est difficile de résoudre les équations qui décrivent, compte tenu des inévitables courants de Foucault, la variation de flux provoquée dans un matériau à caractéristique $B-H$ non linéaire par une impulsion de courant en forme d'échelon. Toutefois, au prix de nombreuses hypothèses simplificatrices, on peut obtenir une idée qualitative sur la solution. Mr W. N. PAPIAN a fait ce travail dans sa thèse (6).

Les photographies d'oscillogrammes reproduites sur la figure 13 illustrent de façon caractéristique

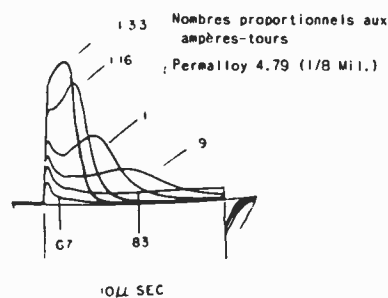


FIG. 13

le comportement expérimental en régime impulsif, d'un noyau constitué par 5 couches de Permalloy 4-79 d'épaisseur $\frac{1}{8} 10^{-3}$ pouce (environ 3μ). L'observation

se faisait aux bornes d'un enroulement secondaire lorsqu'on appliquait au primaire des impulsions de courant de polarité alternée dont les caractéristiques approchées étaient un bord avant de 0,4 microseconde, une largeur de 10 microsecondes, et un bord arrière de 0,3 microseconde. On voit que la forme de l'impulsion de tension varie avec l'amplitude du courant. Pour toutes les amplitudes, il y a d'abord une brusque montée initiale, suivie par un retour à zéro. La durée de basculement, c'est-à-dire le temps qui s'écoule avant que s'achève toute variation de flux dans le noyau, varie lorsque croît l'amplitude du courant. D'abord courte, elle croît ensuite, puis passe par un maximum, pour enfin toujours décroître. Le fait notable pour les valeurs moyennes de l'attaque est la présence d'impulsions de tension à deux maxima.

Les grandes lignes de ce comportement peuvent s'expliquer par les effets retardateurs bien connus des courants de Foucault. La variation de flux est retardée d'autant plus que la conductivité électrique et la perméabilité magnétique du matériau sont plus élevées. Dans les matériaux à cycle très rectangulaire les valeurs de la perméabilité se groupent en deux gammes distinctes séparées par une transition brusque, le rapport entre ces valeurs atteignant mille ou plus. Pour un champ magnétisant faible, le noyau ne traverse que la région de faible perméabilité : Il en résulte pour les courants de Foucault un

amortissement faible ; l'impulsion de tension produite est donc courte. Pour un champ magnétisant plus élevé on rencontre la région de forte perméabilité et, l'amortissement étant plus grand, l'impulsion de tension s'allonge en une espèce de cloche. L'impulsion de tension résulte ainsi de la composition de ces deux impulsions, et présente deux maxima distincts. Pour les champs magnétisants encore plus élevés, les retards dus à l'amortissement par les courants de Foucault deviennent plus courts, car, par rapport à l'attaque, la valeur relative de ces courants en opposition décroît. Les deux impulsions se fondent alors pour en former une seule. La famille des tensions de la figure 13, prise pour des valeurs croissantes du champ magnétisant illustre ces effets. Les impulsions de tension présentent aussi des doubles crêtes pour le second front des impulsions de courant très intenses ; on peut les attribuer à des non linéarités de la courbe d'hystérésis, dans la région qui mène d'une forte saturation à la rémanence. Cette non linéarité n'est pas aussi prononcée que la transition entre induction avant saturation et induction de saturation, qui se manifeste en début d'impulsion, mais l'importance relative des courants de Foucault est beaucoup plus grande, car le champ magnétisant externe est supprimé.

Résultats expérimentaux.

Les observations ci-dessus, faites avec des excitations symétriques de différentes amplitudes, illustrent le comportement du noyau mais ne s'appliquent pas directement quand les noyaux sont utilisés dans

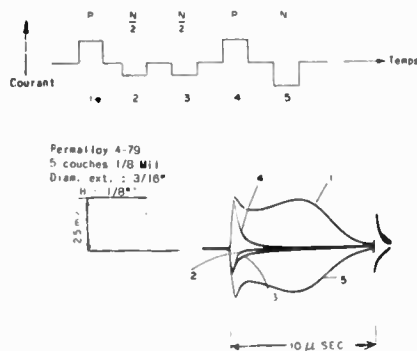


FIG. 14

une matrice à coïncidence. De fait, elles concernent la famille des cycles d'hystérésis symétriques, alors que les cycles dissymétriques jouent un rôle essentiel dans l'application en question.

Pour nous guider dans le projet de dispositifs pratiques, nous avons cherché des données empiriques en nous plaçant dans des conditions aussi voisines que possibles des conditions de fonctionnement réel. Parmi les résultats caractéristiques de ces essais pour un noyau donné figurent les oscillogrammes de tensions que montre la figure 14. On applique au noyau un train d'impulsions d'amplitudes et de polarités variées, $(P - \frac{N}{2} - \frac{N}{2} - P - N)$

comme celui que représente la figure, et on observe les tensions induites qui en résultent sur un oscillos-

cope synchronisé de façon à ce que les images des différentes réponses se superposent. On notera que deux désaimantations partielles successives n'occasionnent qu'une faible perte de flux. Le flux est mesuré par la somme des aires situées sous les courbes des deux tensions successives, ou par l'aire de l'impulsion de réaimantation unique P, de pleine amplitude.

L'image des tensions dues aux impulsions démagnétisantes de demi amplitude permet aussi d'appré-

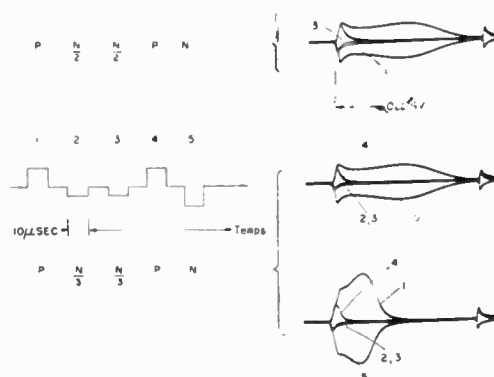


FIG. 15

cier la perturbation apportée au signal de lecture par les noyaux des rangées non sélectionnées. La tension due au noyau interrogé, qui bascule, passe par un maximum d'amplitude. A cet instant, les tensions dues aux noyaux des mêmes rangées, soumis à une excitation moitié, sont revenues à une très faible valeur. Si par conséquent on analyse ou teste le signal de lecture à l'instant correct, on peut atteindre une valeur très élevée du rapport signal utile à signal parasite. Ceci montre que les différences de temps entre les signaux utiles et parasites améliorent considérablement la discrimination donnée par les seules différences d'amplitude. A titre documentaire, la figure 15 montre les signaux analogues pour le système de commande de rapport trois.

Les essais ont porté sur plusieurs matériaux. Les alliages nikel-fer (Deltamax) se sont révélés très lents au basculement. Le Silectron, alliage silice-acier fourni par Allegheny Steel Co, constitue le premier matériau avec lequel aient été construits des matrices de mémoire et des commutateurs utilisables. La plupart des derniers travaux utilisent des noyaux fournis par Magnetics, Inc., de diamètre 3/16 pouce (1,7 mm), de hauteur 1/8 pouce (3,2 mm), constitués par 5 couches de 1/8 10⁻³ pouce (3 μ) de Permalloy 4-79.

Pendant toute l'étude, une partie des expériences a été consacrée à l'emploi éventuel de noyaux magnétiques en ferrites. En raison de leur faible conductivité électrique ils présentent beaucoup moins de courants de Foucault que les noyaux métalliques et leur réponse est beaucoup plus rapide. On a observé sur la plupart des échantillons des temps de basculement d'une fraction de microseconde. General Ceramics Co a récemment mis sur le marché des matériaux à cycle raisonnablement rectangulaire

qui promettent de convenir pour les systèmes de mémoire.

Mémoire à 256 éléments binaires d'information.

Nous avons construit et fait fonctionner une

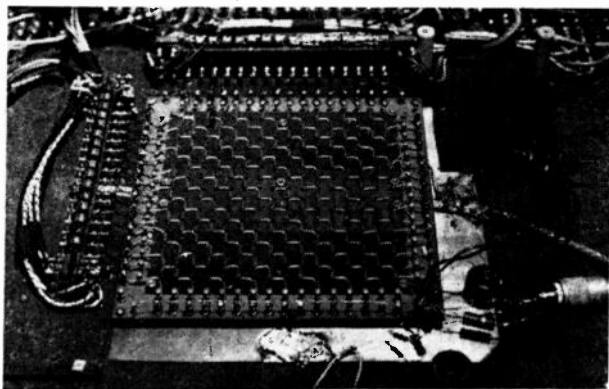


FIG. 16

mémoire complète qui consiste en une matrice de 16×16 rangées, c'est-à-dire 256 noyaux de mémoire, commandée par deux commutateurs de 16 noyaux chacun. Tous les noyaux sont constitués par 5 couches de Permalloy 4-79, d'épaisseur $1/8$ mil (3μ), de hauteur $1/8$ pouce (3,2 mm) enroulées sur une bobine céramique de $3/16$ pouce (1,7 mm). Ces noyaux sont montés entre deux feuilles de bakélite perforées, comme le montre la figure 16. Les enroulements à une seule spire sont constitués par un fil qu'on fait alternativement entrer et sortir par les trous de la plaque. L'enroulement de lecture

est bobiné de façon à connecter les noyaux suivant des polarités en damier. Les commutateurs comportent deux spires pour les bobines P, et $(4-1) 2 = 6$ spires pour les enroulements N. Enroulements de remise à zéro et d'attaque comportent 8 spires.

Initialement, l'ensemble fut essayé à l'aide de trains d'impulsions appropriés qu'on envoyait dans les voies d'adresse binaire, à travers des interrupteurs à main, et dans les enroulements de remise à zéro des commutateurs. Les impulsions de tension dues au noyau sélectionné, recueillies aux bornes de l'enroulement de lecture montrèrent que, en des instants d'observations convenables, le rapport du signal utile au signal parasite était plus grand que dans le cas d'une bobine unique. Cela résulte des effets déjà mentionnés de neutrodynage dans l'enroulement de lecture en damier. On constata que les impulsions différaient beaucoup suivant les noyaux et il fallut choisir l'instant d'observation. — le même pour tous, — de façon à obtenir les signaux les plus satisfaisants pour les noyaux de propriétés extrêmes.

Puis, on a construit un circuit pour analyser l'état des éléments de toute l'unité de mémoire. La figure 17 montre la disposition de la maquette. Le circuit de lecture est connecté à des circuits régénérateurs convenables de façon à ce que la lecture n'entraîne pas l'effacement. Le résultat de la lecture est présenté sur un oscilloscope dont les déflexions horizontale et verticale sont proportionnelles aux numéros d'ordre des rangées de la matrice ; et dont le faisceau est manipulé par le signal lu. Pour introduire une information quelconque dans la mémoire, il s'est avéré commode d'utiliser le procédé manuel suivant : tous les noyaux sont d'abord

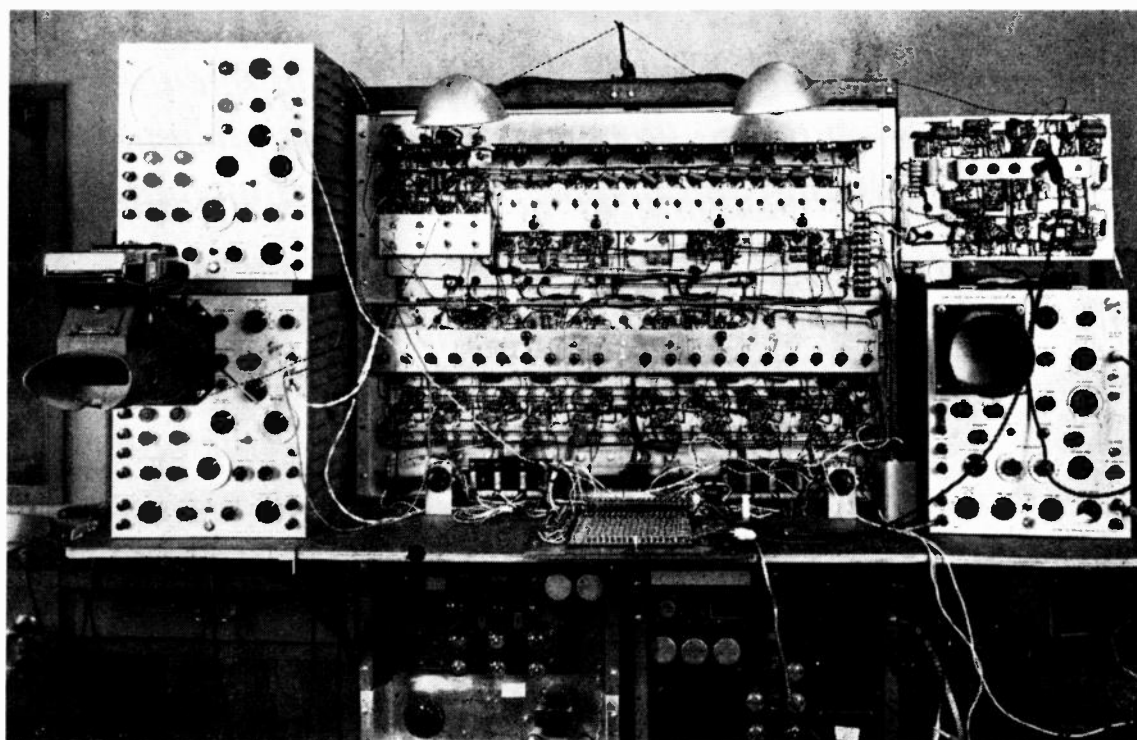


FIG. 17

aimantés dans le sens N. Une sonde métallique filiforme est introduite dans le noyau qu'on veut aimanter dans le sens P. Le signal développé entre la sonde et une plaque métallique qui soutient la matrice est appliqué au circuit de lecture et régénération de façon à empêcher le retour à l'état initial. Le noyau choisi, après excitation par le circuit d'analyse, reste donc en P au lieu d'être ramené en N, à cause de l'impulsion de verrouillage due à la sonde. La figure 18 montre l'image de l'information emmagasinée dans la matrice magnétique, telle qu'elle apparaît sur le tube cathodique.



FIG. 18

Le temps de basculement des noyaux varie dans ce système entre 5 et 8 microsecondes, correspondant à un temps d'accès de 15 à 21 microsecondes, puisque on utilise la méthode à 3 temps.

Il faut environ 0,45 ampère tour pour faire basculer un noyau de la matrice. Le commutateur ayant deux spires pour chaque enroulement P (6 spires sur l'enroulement N), il faut environ 250 milliampères dans les lignes sélectrices du commutateur.

Conclusions.

Des considérations théoriques, confirmées par les premières expériences, indiquent que les noyaux magnétiques se prêtent, par leur nature même, à la construction des organes d'un système de mémoire doué de propriétés idéales. Leurs deux états stables d'aimantation rémanente fournissent une mémoire illimitée sans consommation permanente de puissance, et leurs propriétés non linéaires rendent possible la commande par multi-coïncidence. Ces propriétés permettent aussi une construction très simple et un fonctionnement extrêmement sûr.

Un système de mémoire a été construit et a fonctionné ; malgré son assez modeste capacité de 256 éléments binaires d'information, il constitue une

démonstration des principes de commande et fonctionnement qu'on pourrait appliquer dans des systèmes de capacité quelconque. Il suffirait d'étendre simplement les techniques actuelles pour obtenir des capacités qui se chiffraient par milliers ou dizaines de milliers.

La récente mise au point de ferrites à cycle d'hystérésis rectangulaire laisse envisager la possibilité de diviser par dix les temps d'accès (c'est-à-dire de les réduire de 2 à 3 microsecondes). On peut aussi prévoir qu'un jour le prix de ces noyaux ne dépassera pas quelques francs.

En conséquence, il est probable que dans un futur moins proche on saura construire des mémoires très robustes et très simples dont les capacités seront de millions d'éléments binaires d'information et les temps d'accès de quelques microsecondes. Cela exigera naturellement que de grands efforts soient consacrés tant au système qu'aux matériaux. Ces possibilités peuvent s'apparenter à celles qu'offrent les transistors : ici aussi l'état solide fait irruption dans le domaine de l'électronique, jusqu'à présent dominé par les tubes à vide.

Cette étude a exigé la contribution de nombreux membres des Laboratoires RCA en particulier de M. ROSENBERG ; elle doit beaucoup à l'aide apportée par LARS PERSON, étudiant aux Laboratoires, et n'aurait pas été possible sans les directives toujours éclairées de V. K. ZWORYKIN.

Le groupe du M.I.T., et particulièrement W. N. PAPIAN, ont apporté sur les matériaux de précieux renseignements. Les fournisseurs de matériaux ne nous ont pas ménagé leur indispensable assistance ; nous citerons en particulier Allegheny Ludlum Steel Co ; Armco, Magnetism, Inc ; et General Ceramics Co.

RÉFÉRENCES

1. J. A. RAJCHMAN, « The Selective Electrostatic Storage Tube », *RCA Review*, Vol. XIII, p. 53, Mars 1951.
2. J. A. RAJCHMAN, U.S. Pat. 2,428,811.
3. J. A. RAJCHMAN, « Static Magnetic Matrix Memory and Switching Circuits », *RCA Review*, Juin 1952, Vol. XIII, p. 183.
4. A. WANG, « Magnetic Storage and Delay Line », *Jour. Appl. Phys.*, Vol. 21, pp. 49-54, Janvier 1950.
5. J. W. FORRESTER, « Digital Information Storage in Three Dimensions Using Magnetic Cores », *Jour. Appl. Phys.*, Vol. 22, pp. 44-48, Janvier 1951.
6. W. N. PAPIAN, « A Coincident-Current Magnetic Memory Unit », *Master's Thesis, Electrical Engineering Department, Massachusetts Institute of Technology*, Août 1951.

RÉALISATION ET EMPLOI DES CELLULES

A MULTIPLICATEURS D'ÉLECTRONS ⁽¹⁾

PAR

A. LALLEMAND

Astronome à l'Observatoire de Paris

Une cellule à multiplicateurs d'électrons est constituée par une photocathode qui reçoit la lumière et émet des photoélectrons, un système de dynodes qui multiplie par un nombre souvent considérable les photoélectrons libérés par la cathode et une anode collectrice (fig. 1).

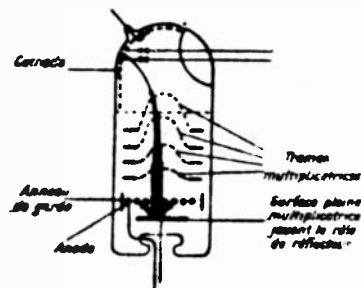


FIG. 1. — Cellules amplificatrices à grilles.

La photocathode est généralement constituée par une couche complexe renfermant un métal alcalin, souvent un alliage antimoine-caesium dont la figure 2 donne la réponse spectrale en fonction de la longueur d'onde. La courbe de gauche correspond à une couche non oxydée, la courbe de droite à une couche contenant de l'oxygène. On peut utiliser une couche complexe d'argent, oxygène et caesium dont la sensibilité spectrale s'étend jusqu'à $1,2 \mu$. La qualité d'une cellule à multiplicateurs est sous la dépendance directe du rendement quantique de la photocathode, c'est-à-dire du rapport entre les nombres d'électrons émis et des photons absorbés. De ce rendement dépend la fluctuation du courant de sortie, c'est-à-dire le plus petit flux lumineux décelable et l'augmentation du facteur de multiplication ne permet jamais de compenser un mauvais rendement de la photocathode. Les photocathodes semi-transparentes ont toujours un rendement moins bon que les photocathodes opaques ; c'est pourquoi, il est préférable d'utiliser ces dernières dans les cellules à multiplicateurs d'électrons, même si l'on doit rencontrer de plus grandes difficultés pour le guidage ou la focalisation des photoélectrons.

(1) Communication présentée aux membres de l'Association des Ingénieurs Electroniciens et de la section « Electronique » de la Société des Radioélectriciens le 30 juin 1952.

Le système multiplicateur doit multiplier par un facteur constant les électrons primaires qu'il reçoit sans apporter de perturbations, c'est-à-dire sans émettre d'électrons parasites. Nous avons choisi un alliage d'argent-magnésium pour substance à émission secondaire, ce choix a été déterminé par les raisons suivantes : son facteur de multiplication, c'est-à-dire le nombre d'électrons secondaires émis pour un électron primaire incident est assez élevé, de l'ordre de 5 pour une tension d'accélération des électrons primaires d'environ 120 volts, il n'est

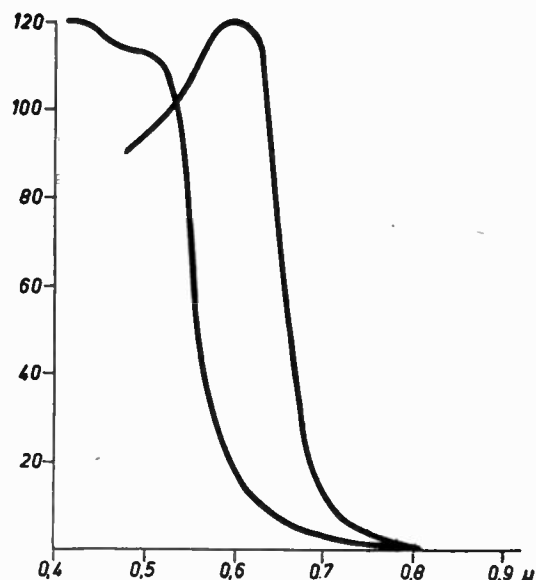


FIG. 2. — Sensibilité spectrale d'une couche antimoine césium oxydée et non oxydée.

pratiquement pas photoélectrique et son émission thermique à température ordinaire est nulle.

Tout système multiplicateur d'électrons doit, autant que possible, satisfaire aux conditions suivantes :

a) il doit recevoir le maximum d'électrons primaires. Pour cela, les champs de guidage des électrons primaires doivent être établis de manière à diriger ces électrons sur les cibles multiplicatrices,

sans les manquer. Les cibles semitransparentes faites de toiles métalliques sont à éviter : trop d'électrons traversent les mailles sans rencontrer la cible.

b) Les électrons secondaires émis doivent se trouver dans un champ électrique d'extraction et non de freinage.

c) Le système doit être insensible aux champs perturbateurs, par exemple au champ magnétique terrestre.

d) La réaction ionique doit être évitée, c'est-à-dire les ions libérés par ionisation à l'intérieur de la cellule ne doivent pouvoir atteindre la cathode car ils provoqueraient une émission électronique qui serait multipliée par toute la chaîne de multiplication.

e) L'émission froide des électrons doit être évitée, il faudra supprimer les aspérités et les gradients de potentiel élevés, ce qui conduira à donner à la cellule des dimensions assez grandes.

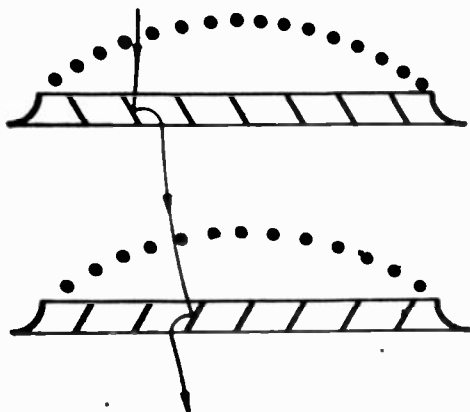


FIG. 3. — Dynodes multiplicatrices.

Ces considérations nous ont amené à la réalisation des multiplicateurs représentés par la figure 3. Chaque multiplicateur est constitué par un anneau de métal supportant de petites lamelles d'argent magnésium, inclinées à 15° . Au-dessus du multiplicateur se trouve une grille très fine épousant la forme d'une calotte sphérique. Cette grille a un double rôle :

a) elle ramène les électrons sur l'axe de la cellule, car il faut éviter avec soin (comme nous le verrons plus loin) que des électrons bombardent les parois en verre de la cellule.

b) elle permet de placer une plus grande partie des cibles dans un champ d'extraction.

La figure 4 reproduit les courbes équipotentielles d'un système sans grille ; on voit que seulement la partie AB se trouve dans un champ électrique d'extraction, un électron émis en 1 n'est pas extrait et retourne à la cible. La figure 5 reproduit les courbes équipotentielles avec un dispositif muni d'une grille ayant le même potentiel que la cible, la partie active AB est considérablement accrue.

Nous fabriquons habituellement des cellules à 7 étages multiplicateurs figure 6 ou des cellules à 19 étages figure 7. La figure 8 donne le schéma de

montage de la cellule à 19 étages. L'extraction des photoélectrons émis par la cathode est excellente, la saturation est obtenue pour quelques volts. Afin d'éviter les champs électriques élevés à l'intérieur de la cellule qui sont cause de perturbations, les sorties des dynodes sont réparties en deux groupes :

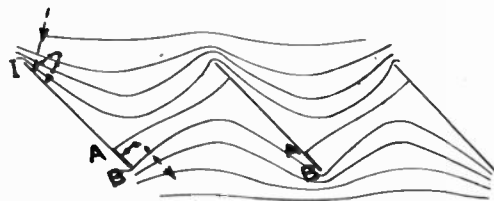


FIG. 4. — Equipotentielles et champ d'extraction sur les cibles.

les potentiels les plus bas se trouvent sur une couronne latérale, les potentiels les plus élevés dans le pied de la cellule, ce qui a, en plus l'avantage de réduire les effets microphoniques par diminution de la longueur des supports de dynodes. De grandes précautions ont été prises pour éviter les fuites ohmiques à l'intérieur de la cellule, chaque passage est recouvert d'une petite clochette en verre qui

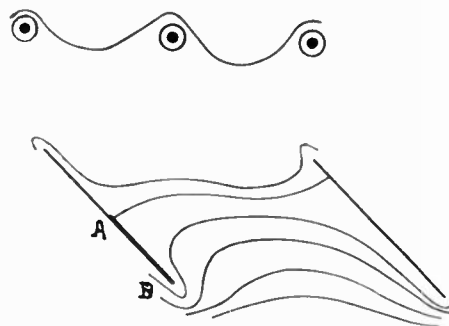


FIG. 5. — Equipotentielles et champ d'extraction sur les cibles

allonge les lignes de fuites et protège le verre contre l'action du césium. L'anode se trouve enfermée à l'intérieur d'une cage constituée par le dernier multiplicateur, un cylindre et l'avant-dernier multiplicateur, elle est bien à l'abri des charges parasites. Si la paroi de verre de la cellule se trouve bombardée par des électrons (mal focalisés ou émis par une pointe) la région bombardée est une source d'électrons secondaires qui pourront être captés par des électrodes à potentiels beaucoup plus élevés, et dans ces conditions, on peut montrer que la région considérée de la paroi isolante prendra un potentiel voisin de celui des électrodes collectrices à haut potentiel et il se formera de grands champs électriques entre la paroi de verre et les dynodes toutes proches. Ce champ électrique amènera de grandes perturbations, des émissions froides instables. Pour éviter cette réaction, nous avons cloisonné la cellule par des écrans de mica qui empêchent les électrons de franchir des espaces où règnent des potentiels très différents. Ces écrans ne doivent pas toucher la paroi de l'ampoule et les différents conducteurs pour ne pas produire de fuites ohmiques.

Ces cellules nous ont donné les performances suivantes : sensibilité de la couche 80 à 100 micro-ampères par lumen pour une source à la température de 2.300°K .



FIG. 6. — Cellule à 7 étages sensible dans l'ultraviolet.



FIG. 7. — Cellule à 19 étages.

Multiplication : 80 à 100 millions ($8 \cdot 10^7$ à 10^8) pour une différence de potentiel de 120 volts par dynode, courant d'obscurité : 10^{-8} ampère dans ces conditions et à la température ordinaire et 510^{-10} amp. à 5°C . Les fluctuations du courant d'obscurité ont été mesurées ; elles correspondent à la valeur

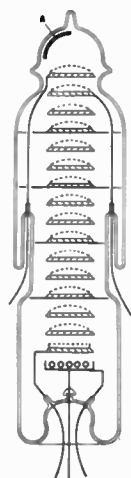


FIG. 8. — Schéma de montage d'une cellule à 19 étages.

déduite de la distribution de Poisson pour les électrons primaires de cathode qui sont d'origine thermique. Une cellule sensible à l'infrarouge (seuil à $1,2\mu$) et refroidie a pu donner une multiplication de 380 millions avec un courant d'obscurité de $3 \cdot 10^{-8}$ ampère.

Il ne faut pas croire que ces performances sont obtenues sans prendre de grandes précautions, bien que le schéma d'utilisation d'une cellule à multiplicateurs soit très simple, sa mise en œuvre nécessite de grands soins et il est toujours difficile de se représenter l'ordre de grandeur des résistances d'isolement

nécessaires. La technique des montages basse tension ne mène qu'à des déboires certains.

La source de tension qui alimente la cellule doit être particulièrement soignée ; elle doit être stabilisée

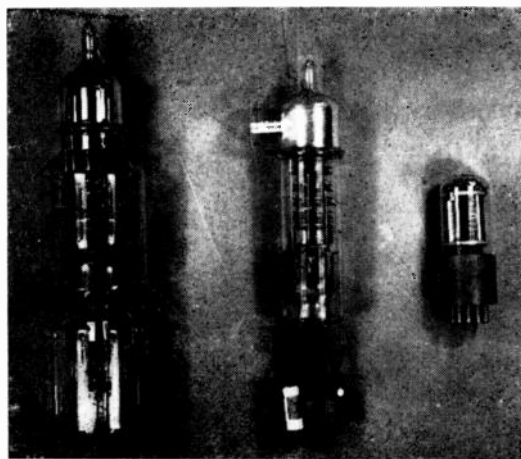


FIG. 9. — Cellules à 19 et 7 étages et cellules IP21 R.C.A.

à mieux que $1/10.000$ car la multiplication augmentant très rapidement avec la tension, si l'on veut un instrument fidèle, il faut une tension très stable. La figure 10 donne le schéma de l'alimentation que nous avons réalisé au laboratoire (1). Les éléments doivent être de toute première qualité, il faut éviter

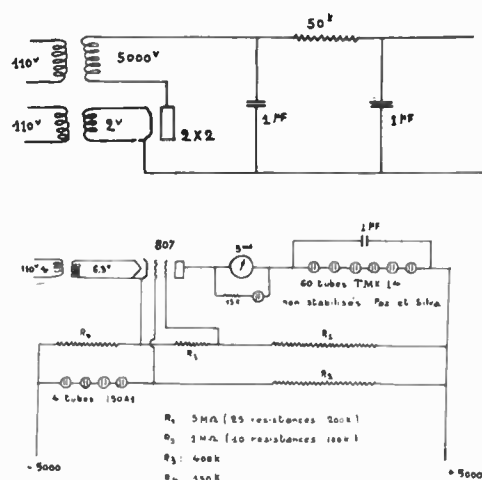


FIG. 10 a et b. — Schéma de l'alimentation et du stabilisateur de tension.

les effluves, mêmes microscopiques et toutes les causes de perturbations ; il faudra diminuer autant que possible les champs électriques, pour cela dimensionner très largement les chassis, éviter de placer à proximité l'un de l'autre des conducteurs portés à des potentiels très différents, éviter les potentiomètres disposés en cercle, éviter les conducteurs à l'air libre, utiliser des substances à grand isolement, tel l'alkathène.

La figure 11 représente la cellule montée dans sa

(1) Cette alimentation a été réalisée par M. F. Bosson.

boîte étanche et desséchée, l'ouverture par où doit pénétrer la lumière est normalement fermée car il faut bien se garder de laisser pénétrer la lumière du jour sur la photocathode lorsque les dynodes sont sous tension.

Applications et choix d'une cellule à multiplicateurs.

La cellule à multiplicateurs d'électrons peut être considérée comme une cellule à vide ordinaire suivie d'un amplificateur de courant idéal qui n'apporte pas de perturbations et qui amplifie aussi bien la composante continue que les très hautes fréquences. L'emploi de la cellule à multiplicateurs s'impose dans le cas des flux lumineux très faibles ou très rapidement variables : en télévision, la cellule à multiplicateurs d'électrons permet la transmission des films par flyspot avec les plus hautes définitions, en chimie nucléaire, dans l'étude et le comptage des scintillations. Dans l'étude des faibles flux lumineux, la cellule à multiplicateurs trouve un grand champ d'application : études de la fluorescence, l'effet Raman, l'analyse spectrale, l'astronomie.

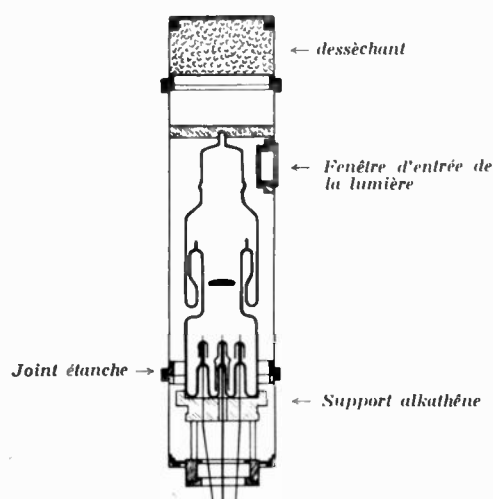


FIG. 11. — Montage de la cellule.

Comment choisir une cellule à multiplicateurs d'électrons, c'est-à-dire le nombre d'étages et l'amplification à obtenir ? Si l'on veut obtenir des mesures fidèles, le premier soin est d'éviter la surcharge de la dernière dynode. Une cellule à multiplicateurs peut très bien débiter plusieurs milliampères, mais dans ces conditions, elle n'est pas fidèle. Pour un flux lumineux constant, le courant de sortie dépend des durées d'illumination et d'obscurité et on peut considérer qu'une dynode qui débite en régime continu plus de 10^{-6} ampères présente ce phénomène quel que soit évidemment le nombre d'étages de la cellule. Or une bonne cellule à 20 étages donnant une amplification de 10^7 à 10^8 possède un courant d'obscurité voisin de 10^{-8} ampère ; on voit donc qu'il est inutile pour l'étude des lumières permanentes d'augmenter l'amplification et le nombre

d'étages, le courant d'obscurité pourrait arriver à surcharger la dernière dynode. Pour ces grandes cellules, le dispositif de sortie le meilleur est un galvanomètre sensible (10^{-11} amp. par millimètre) utilisé sans autre amplification. Il possède une grande fidélité, il n'apporte aucune perturbation propre, il n'a pas de dérive, il possède une bande passante bien définie étroite et facile à calculer (1) d'après sa période, et sa sensibilité est largement suffisante pour analyser les fluctuations du courant de sortie de la cellule, il permet le contrôle immédiat de la surcharge des dynodes. Si le flux lumineux devient trop important, il est bien préférable, au lieu de shunter le galvanomètre de diminuer l'amplification en diminuant la tension d'alimentation de la cellule (2). Il est nécessaire, si l'on veut utiliser la cellule avec le meilleur rendement d'enregistrer d'une façon continue la déviation du galvanomètre. Cet enregistrement permet de déterminer des valeurs moyennes sur des intervalles de temps variables arbitraires (augmentation ou diminution des temps d'intégration a posteriori).

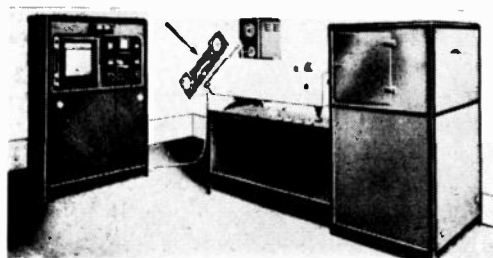


FIG. 12. — Spectrographe à lecture directe la flèche indique le spectro-lecteur automatique équipé de cellules à multiplicateurs d'électrons.

Si la lumière est modulée naturellement (étincelle, fluorescence, etc...) ou si elle est rapidement variable, il faut faire suivre la cellule d'un amplificateur classique adapté au phénomène à étudier. On peut utiliser la grande cellule à 19 étages dans des cas difficiles (Physique nucléaire) et la cellule à 7 étages si l'on dispose assez de lumière (analyse spectrale). Elle possède une amplification suffisante par émission secondaire pour que les fluctuations Schottky de la photocathode ne soient pas masquées par l'effet Johnson de la résistance d'entrée. La figure 12, représente un ensemble d'analyse spectrale réalisé par la Compagnie Radio-Cinéma (3) et qui fonctionne de cette manière de façon tout à fait satisfaisante.

(1) A. LALLEMAND. *Journal de Physique*, T. X., p. 235, 1949.

(2) Un critérium de bon fonctionnement est le suivant : on règle l'amplification de la cellule en agissant sur la tension d'alimentation de manière à obtenir une fluctuation de courant d'obscurité juste perceptible on admet alors sur la photocathode un très faible flux lumineux, le galvanomètre prend une légère déviation moyenne et de grandes fluctuations doivent apparaître, ce sont les fluctuations naturelles engendrées par le faible nombre de photoélectrons.

(3) Revue de l'Aluminium, n° 170, octobre 1950.

LE NUMÉROGRAPHE

PAR

P. VAUTHIEU

Ingénieur à la Société d'Electronique et d'Automatisme

Introduction.

Les grandes machines à calculer digitales telles que l'ENIAC, l'EDSAC, le BINIVAC et d'autres se distinguent des machines mathématiques analogiques du fait qu'elles effectuent des calculs sur des nombres représentés par des grandeurs électriques codées, les calculs étant effectués par cycles de temps très courts.

La S.E.A. a réalisé une de ces machines.

Les codes utilisés sont des trains d'impulsions à 16 digits binaires et représentent ainsi des nombres de 5 chiffres décimaux pouvant éventuellement être algébriques, le digit de poids 1 étant quelquefois remplacé par un digit de signe moins.

Cette machine est caractérisée par sa très grande rapidité de fonctionnement, la durée de son cycle de calcul n'étant que de 1/100 de seconde. De plus, à chacun de ces cycles, les résultats effectués peuvent comprendre jusqu'à 10 nombres.

Pour bénéficier pleinement de la vitesse de la machine, il fallait traduire ces nombres en numération décimale au fur et à mesure de leur parution ; c'est ce qui est réalisé dans un organe spécial le « traducteur de numération binaire-décimale ». Il fallait, d'autre part, réaliser l'inscription de ces nombres à la cadence de 6 chiffres ou signe par milliseconde.

Pour ce faire, il ne pouvait être question d'utiliser un appareillage classique genre télétype beaucoup trop lent. Les appareils inscripteurs Kodak ou Potter étaient trop lents également. La solution consistait à inscrire des chiffres sur l'écran d'un tube oscilloscope et à filmer les résultats convenait parfaitement. C'est cet équipement, le « Numérographe », que nous allons décrire.

Généralités.

Il est possible d'inscrire des chiffres sur l'écran d'un tube cathodique par différents procédés.

Un de ceux-ci utilisé à l'Université de Harvard dans un appareil appelé « Numéroscope » consistait à appliquer sur les plaques X et Y de déviation horizontale et verticale diverses tensions fonction du temps. Par exemple, pour faire apparaître un

zéro, il suffisait d'appliquer sur la plaque X la tension $x = A \cos \omega t$ et sur la plaque Y la tension $y = B \sin \omega t$. Pour faire apparaître un 8, on appliquait sur les plaques les tensions $x = A \cos 2 \omega t$ et $y = B \cos \omega t$. De même, un 3 pouvait être considéré comme un huit coupé par le milieu, on appliquait alors sur les plaques des fonctions du temps représentant des demi-sinusoïdes.

Pour séduisante que soit cette solution, elle exigeait un grand nombre de générateurs de fonctions et des amplificateurs classe A possédant une bonne linéarité. Il a paru préférable de baser le « Numérographe », sur un autre principe utilisant la technique des impulsions et certains organes standards à l'ensemble de la machine mathématique.

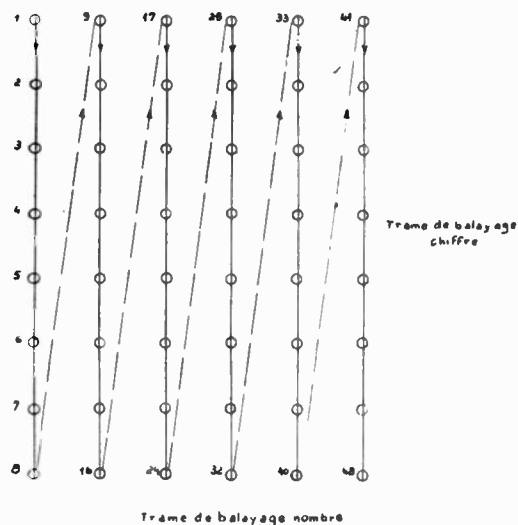


FIG. 1. — Trame de balayage de chiffre et de nombre.

Principe général de fonctionnement.

La solution adoptée consiste à balayer la surface de l'oscilloscope où doit apparaître un chiffre par

un balayage répété, synchronisé à l'aide d'impulsions récurrentes, l'écran du tube étant illuminé en différents points choisis de la trame de balayage.

Un générateur d'impulsions de synchronisation fournit sur 48 sorties des impulsions récurrentes de largeur 0,5 microseconde, de période de récurrence 80 microsecondes, chaque sortie donnant des impulsions décalées de 1,66 microsecondes par rapport

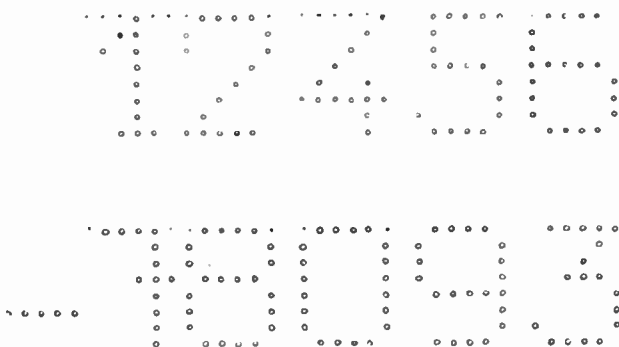


FIG. 2. — Disposition schématique des points en vue de la formation de chiffres.

à celles des sorties voisines. Les impulsions disponibles aux bornes de ces sorties définissent donc des moments que l'on pourra numéroté de 1 à 48.

La figure 1 montre la trame de balayage chiffre

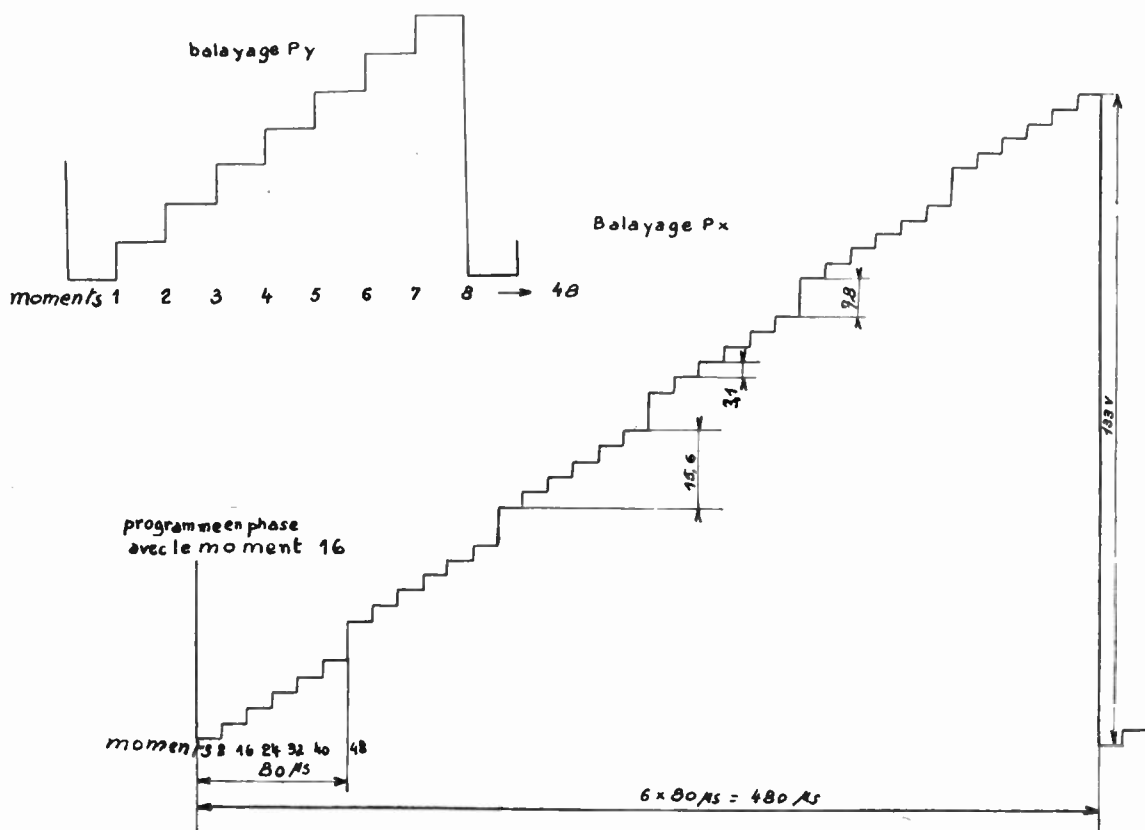


FIG. 4. — Signaux de balayage vertical et horizontal.

utilisée. On voit qu'au moment 1 le spot occupe une position 1, au moment 2, une position 2, etc... ces positions étant toujours les mêmes. Il suffit donc

de débloquent le wehnelt par une impulsion d'allumage à un moment choisi pour obtenir un point à la position désirée. Un chiffre apparaîtra en débloquent le wehnelt par un train d'impulsions déterminé.

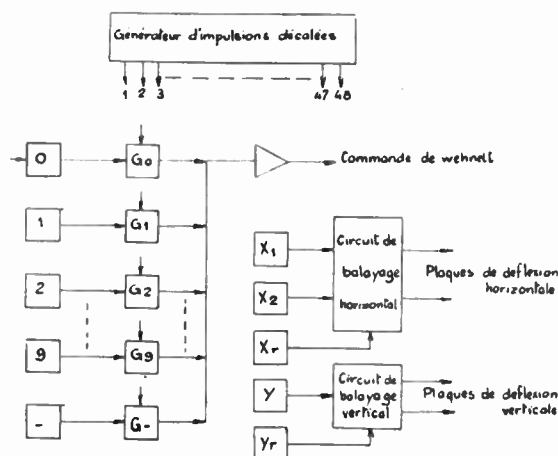


FIG. 3. — Schéma de principe de la machine.

Sur le tableau de la figure 2, on voit l'emplacement schématique des points constituant chacun des chiffres. Cette disposition qui correspond à une définition de 6 lignes verticales et de 8 lignes hori-

zontales est bien suffisante pour faire apparaître sur les enregistrements les traits des chiffres sans discontinuité.

La trame de balayage de chiffre est répétée 6 fois pour former la trame de balayage de nombre. Le temps d'inscription d'un nombre est donc de $6 \times 80 = 480$ microsecondes.

La figure 3 montre le schéma de principe de la machine. Les blocs 0, 1, 2 ... 9, — X_1 , X_2 , X_3 , Y , Y , représentent les circuits de codage des trains d'impulsions utilisés pour le déblocage du wehnelt et la commande des signaux de balayage. Ces trains

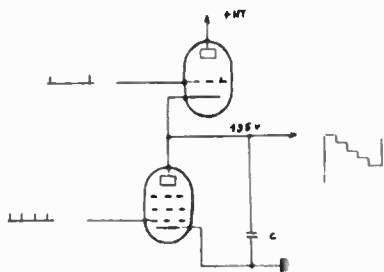


FIG. 5. — Principe du générateur en marches d'escalier.

d'impulsions sont obtenus en sommant par résistances des tensions choisies aux bornes des 18 sorties du générateur d'impulsions décalées.

Les signaux codés issus des réseaux 0, 1, 2 ... 9, — aboutissent au wehnelt par l'intermédiaire des interrupteurs électroniques G_0 , G_1 , G_2 ... G_9 , G . —

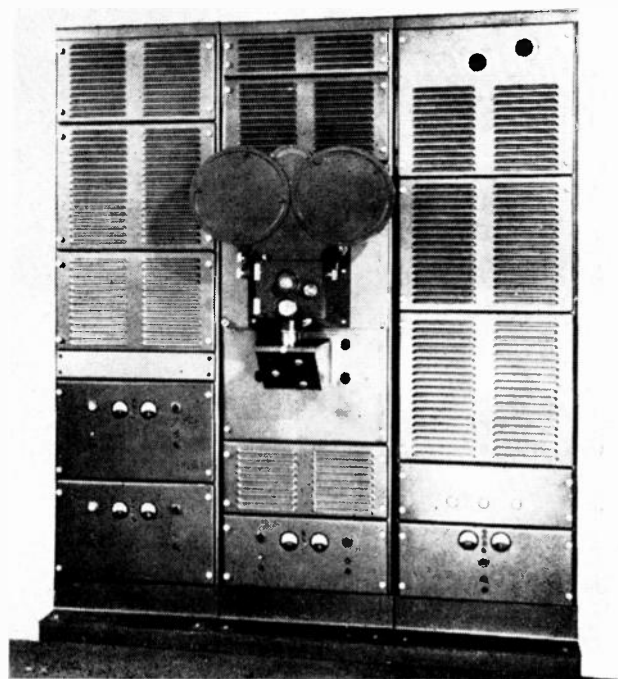


FIG. 6. — Photographie de l'ensemble de la machine.

Ces interrupteurs sont constitués par des pentodes dont le suppressor est maintenu à un potentiel fortement négatif. Il suffit d'annuler ce potentiel par un signal de commande positif de durée 80 microsecondes et se produisant au moment 1 pour provoquer l'inscription d'un chiffre.

Les réseaux X_1 , X_2 , X_3 , Y , Y , produisent des trains servant à la génération des signaux de balayage. Ces signaux du type « en marches d'escalier » sont représentés figure 1. Ils sont réalisés à l'aide d'une pentode déchargeant une capacité d'une quantité déterminée lorsqu'une impulsion positive devant provoquer une « marche » est appliquée sur sa grille (figure 5). Le retour de balayage s'effectue en rechargeant la capacité à l'aide d'une triode montée en cathodyne lorsqu'une impulsion positive de commande de retour est appliquée sur sa grille.

Ces signaux de balayage ainsi formés sont donc parfaitement synchronisés, leur forme a l'avantage de définir exactement sur l'écran l'emplacement des points à illuminer.

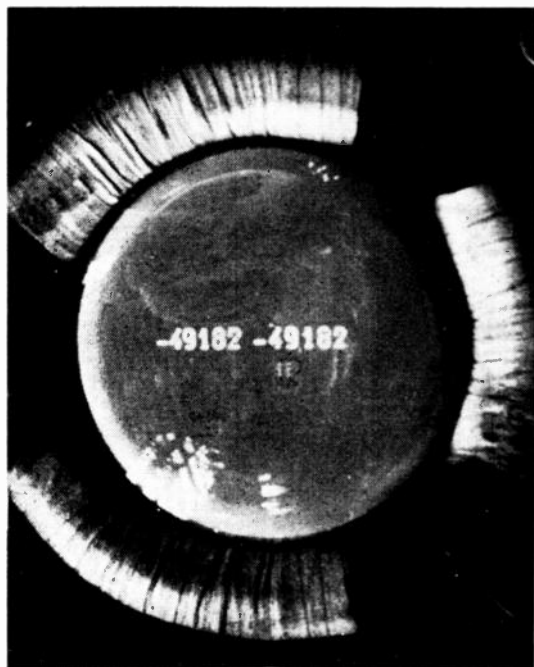


FIG. 7. — Disposition des nombres sur l'écran du tube oscilloscope.

La photographie de la figure 6 montre l'ensemble des bâtis supportant les organes électriques. Ceux-ci sont réalisés en câblage plan, ce qui augmente les dimensions de la machine, mais permet aussi un dépannage ou un contrôle très aisé des éléments.

Dispositif de prise de vue.

Les prises de vue sont assurées par une caméra à déroulement continu fixée à plat sur le bâti central de la machine où se trouve le tube oscilloscope. L'objectif étant dirigé perpendiculairement à l'écran du tube, la visée se fait à l'aide d'un renvoi de lumière à miroir.

Le film employé est le film standard 35 mm.

Il a paru utile, en vue d'utiliser la surface de ce film au mieux et de limiter la vitesse de déroulement à 1 mètre par seconde, de décaler sur l'écran du tube oscilloscope la position de deux nombres successifs, les nombres apparaissent ainsi rangés sur 2 colonnes (figure 7 et 8). La durée d'illumination d'un point sur l'oscilloscope n'est que de 0,5 microseconde ;

néanmoins l'emploi d'un tube à écran bleu et d'un objectif ouvert à 1 : 8 suffit à impressionner correctement le film.

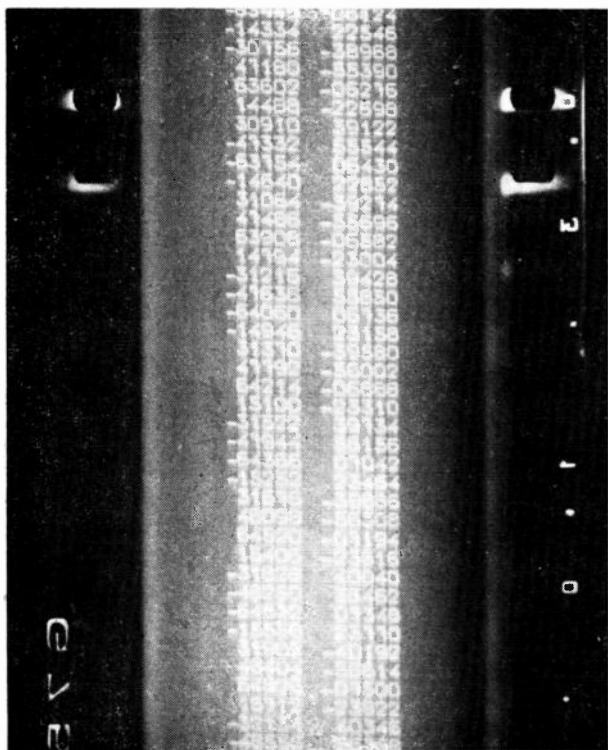


FIG. 8. — Enregistrement sur film fourni par la machine.

Conditions d'exploitation et possibilité offerte.

La plupart des 150 tubes utilisés dans cette machine ne servent qu'à transmettre des impulsions. En utilisant des pentodes alimentées à travers des

résistances de plaque élevée, l'amplitude des impulsions délivrées est pratiquement indépendante des variations des caractéristiques des tubes. Grâce à ce fonctionnement par tout ou rien autorisé par le principe de l'appareil, il est possible de prendre des marges de sécurité très grandes, ce qui rend l'exploitation très aisée. D'ailleurs le Numérographe est en fonctionnement depuis 2.000 heures environ et aucune panne n'est encore survenue.

La vitesse d'inscription du Numérographe est elle-même un facteur de sécurité puisqu'elle autorise un cycle rapide de calcul abrégant grandement la durée d'exploitation pour un problème donné.

Ainsi, on peut inscrire près de 1.000 fois plus vite avec le Numérographe qu'avec un télétype dont la cadence d'inscription n'est que de 7 chiffres par seconde. En plus du gain en sécurité, on juge de l'économie réalisée en traitant en 2 heures un problème qui demanderait 2.000 heures avec l'emploi d'un télétype ! De petits groupes de chercheurs pourraient alors se procurer des tables de fonctions rapidement et sans frais d'imprimerie, les résultats sur films étant utilisés ou reproduits comme dans le cas de microfilms ordinaires.

Conclusions.

Avec le « Numérographe » l'électronique permet de réaliser des inscriptions à des cadences jamais atteintes. Ce type nouveau d'organe inscripteur rend déjà des services considérables et sans doute en rendra-t-il de plus grands encore dans l'avenir.

BIBLIOGRAPHIE

- Proceedings of a symposium on large scale digital calculating Machinery (page 238). — *Harvard University Press*.
 Brevet PV. 613.860 (Inventeur : P. F. GLOESS).
 Brevet PV. 586.835 (Inventeur : P. F. GLOESS).

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES LIÉES A L'INFORMATION

APPLICATION AUX TÉLÉCOMMUNICATIONS ET A LA DÉTECTION

PAR

le Capitaine de Corvette J. MAILLARD

I. Généralités et définitions.

Les appareils de télécommunications ou de détection servent à donner une certaine information, à savoir soit la pensée d'un correspondant lointain (télécommunication) soit la configuration d'une certaine étendue (détection).

Quelle que soit cette information, elle ne peut être instantanée. Sa transmission nécessite un certain intervalle de temps au cours duquel l'information se présente sous la forme d'une fonction continue du temps $I = f(t)$.

La continuité de cette fonction résulte non des caractéristiques de l'information mais au contraire d'approximations inéluctables effectuées sur cette information. Comme toute expérience physique, comme toute autre opération technique, la transmission d'une information ne peut se faire qu'à un certain degré d'approximation. Pas plus qu'il n'est possible de transmettre à un individu la pensée totale d'un autre individu, avec toutes ses nuances et toutes ses relations, pas plus il n'est possible de reproduire avec tous ses détails le relief d'un terrain. Le fait même de traduire sa pensée par une phrase constitue une première approximation.

Ecrire cette phrase constitue une seconde approximation car la transmission de cette phrase par voie télégraphique n'apporte pas les intonations de la voix de celui qui l'a dictée. De même la figuration d'une certaine zone n'est faite qu'en portant les accidents de terrain remarquables et les obstacles importants à un certain point de vue.

On pourrait toutefois penser qu'ayant décidé d'une certaine approximation sur l'information à transmettre, en d'autres termes qu'ayant arrêté la courbe $I = f(t)$, l'opération technique consistant à transmettre cette courbe doit se faire sans autre approximation. Ce serait là un non sens physique et une mauvaise conception technique.

Ce serait un non sens physique car il n'existe pas de courbe réelle sans épaisseur, car il y a une limite à la finesse d'appréciation de nos appareils ou organes de réception. Pratiquement nous devons admettre que la courbe donnant l'information $I = f(t)$ est dessinée avec une certaine approximation, autrement dit que la courbe n'est pas donnée par une infinité de points mathématiques mais par une certaine zone à l'intérieur de laquelle elle doit cheminer.

Ce serait une mauvaise conception technique car, ainsi que nous le verrons ci-dessous, toute réduction de la surface de la zone définissant la courbe, c'est-à-dire encore toute diminution dans l'épaisseur de son tracé entraîne corrélativement une augmentation des moyens techniques à mettre en œuvre. Une telle augmentation, entraînant avec elle une augmentation du prix de revient, ne peut se justifier s'il n'en résulte aucune amélioration sensible à nos sens.

Techniquement nous devons même aller plus loin. La zone définissant la courbe $I = f(t)$ ne doit pas être tracée arbitrairement dans son approximation de la courbe, c'est-à-dire correspondant à une faible approximation dans certains lieux, et une grande en certains autres. En effet les caractéristiques techniques des appareils sont liées au degré d'approximation. Il est difficile de concevoir des appareils dont les caractéristiques techniques seraient variables au cours de la transmission de l'information et se plieraient à des variations arbitraires dans l'approximation de cette information.

Autrement dit, s'il est jugé nécessaire d'avoir en un certain endroit de la courbe $I = f(t)$ un certain degré maximum d'approximation, techniquement c'est ce degré qu'il conviendra de réaliser sur nos appareils. Il y aura lieu de profiter alors de tout ce que peuvent nous donner ces appareils, c'est-à-dire d'avoir sur toute la courbe le même degré d'approximation.

Ces considérations entraînent la conclusion suivante :

tout point de la courbe $f(t)$ n'est défini qu'à la double approximation

$$\pm \frac{\Delta T}{2} \pm \frac{\Delta I}{2}$$

ΔT et ΔI étant deux grandeurs définissant l'approximation de notre courbe. Divisons le plan contenant les axes de coordonnées I, t , en rectangles ayant pour côtés ΔT et ΔI (figure 1). Nous devons admettre que la courbe $I = f(t)$ entre les instants 0 et T avec $\frac{\Delta T}{T} = N$ est entièrement définie par N rectangles successifs.

Supposons ce qui est toujours vrai en pratique, que la grandeur I ne puisse dépasser une certaine valeur I_m et posons :

$$\frac{I_m}{\Delta I} = k.$$

L'information entre les instants O et T nous apparaîtra comme un nombre de N chiffres dans un système de base k . Nous pourrions donc avoir, entre ces mêmes instants, k^N informations différentes.

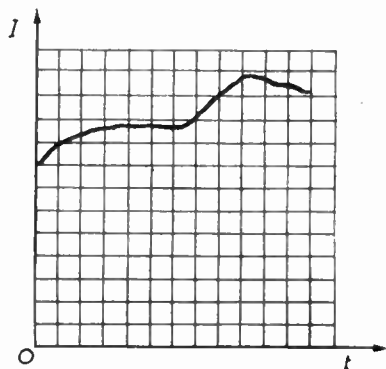


FIG. 1

(Nous supposons que I est toujours positif ce qui n'est pas une restriction puisque l'addition d'une constante arbitraire, donc n'intervenant pas dans l'information, peut rendre I toujours positif).

Ce nombre k^N , indique de combien d'informations possibles nous disposons entre les deux instants O et T .

Par définition la quantité d'information H est le logarithme de ce nombre :

$$H = N \log k = \frac{T}{\Delta T} \log \frac{I_m}{\Delta I}$$

Elle est proportionnelle à l'intervalle de temps T .

La vitesse d'information R qui, par définition, vaut :

$$\frac{H}{T} \text{ soit : } R = \frac{1}{\Delta T} \log k$$

est indépendante de l'intervalle de temps considéré et ne dépend que des approximations ΔT et ΔI , ainsi que du maximum de la grandeur I .

Justifions ces définitions. En adoptant pour définir H non k^N , mais son logarithme, H se trouve être proportionnel au temps. Si, logiquement, toute quantité reliée à k^N d'une façon unique peut être adoptée comme quantité d'information, physiquement, humainement, H doit être proportionnel au temps car notre mémoire n'enregistre pas l'information globale mais successivement les N chiffres qui la composent. Supposons que dans un intervalle de temps T_1 nous ayons transmis une certaine information, c'est-à-dire un nombre de N_1 chiffres de base k_1 , nous pourrions transmettre la même information dans un intervalle de temps T_2 par un nom-

bre de N_2 chiffres de base k_2 pourvu que $N_1 \log k_1 = N_2 \log k_2$ c'est-à-dire que dans l'intervalle T_2 nous ayons à notre disposition la même quantité d'information que dans l'intervalle T_1 . D'autre part supposons que $T_1 = T_2$ c'est-à-dire que nous voulions transmettre la même information, dans le même intervalle de temps mais d'une façon différente. Il sera alors nécessaire que $R_1 = R_2$ c'est-à-dire que dans les deux cas nous ayons à notre disposition la même vitesse d'information.

II. Relations de base.

Entre la quantité d'information et la vitesse d'information nous avons ci-dessus écrit la relation :

$$H = RT$$

La vitesse d'information s'exprime par la formule :

$$R = \frac{1}{\Delta T} \log k$$

Pour exprimer physiquement R il convient d'exprimer physiquement I . Cette grandeur I est généralement utilisée et exprimée sous forme d'un courant (ou d'une tension) $I(t)$.

La courbe $I(t)$ peut être définie par N points situés au voisinage des centres des N rectangles qui la caractérisent.

Entre les instants O et T elle pourra se mettre sous la forme d'une série de Fourier, soit :

$$I(t) = A_0 + A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t + \dots + A_p \cos p \omega t \text{ avec } \omega = \frac{2\pi}{T}.$$

Les $2p$ constantes $A_0, A_1, B_1, \dots, A_p$ s'obtiennent par les N équations exprimant que la courbe passe par les N points (1) :

$$\text{D'où } p = \frac{N}{2} \quad \text{Posons } p\omega = 2\pi \Delta F$$

$$\text{Il vient : } \Delta F = \frac{1}{2\Delta T}$$

Cette valeur ΔF correspond à la bande passante nécessaire pour laisser passer intégralement toute courbe $I(t)$ quelque soit T .

Ainsi l'approximation ΔT se trouve directement reliée à une caractéristique technique des appareils. Comme pratiquement il n'est pas entièrement tiré parti des possibilités offertes par la bande passante,

la relation ci-dessus devra s'écrire : $\Delta F \geq \frac{1}{2\Delta T}$ c'est-à-dire que la bande passante nécessaire doit être supérieure à $\frac{1}{2\Delta T}$, ΔT étant l'approximation définie ci-dessus.

Le nombre k est égal au rapport $\frac{I_m}{\Delta I}$. La notion de I_m est justifiée par le fait pratique que tout appareil émetteur est limité en puissance si bien que, compte tenu de la propagation, le signal reçu a , au maximum, la puissance P_m .

L'approximation ΔI a une limite physique. En effet tout appareil récepteur capte non seulement les signaux mais aussi le bruit dû aux fluctuations

(1) Le déterminant de ces N équations vaut N si les différentes ordonnées de chaque point sont équidistantes de la valeur ΔT .

moléculaires. Tout signal est accompagné d'un bruit dont la puissance moyenne est donnée par la formule :

$$B = 4 K T \Delta F F_b = b_0 \Delta F \text{ posant } b_0 = 4 K T F_b$$

K étant la constante de BOLTZMANN, T la température absolue, ΔF la bande passante du récepteur et F_b un coefficient numérique, toujours supérieur à 1, qui est appelé le facteur de bruit de l'appareil. La présence de ce bruit provoque dans le signal reçu des fluctuations ΔI_b qui pourraient être confondues avec l'information si ΔI était du même ordre que ΔI_b .

Posons : $\Delta I = a \Delta I_b$

a sera désigné comme le coefficient de netteté de la transmission. Ce coefficient sera nécessairement supérieur à l'unité. Plus il sera élevé et moins il y aura de chances que le bruit puisse gêner l'information.

Si nous considérons qu'à la réception chaque chiffre entre 0 et k est indiqué par un niveau de puissance nous posons :

$$\Delta I_b = b_0 \Delta F \text{ et } I_m = P_m \text{ d'où :}$$

$$k = \frac{P_m}{a b_0 \Delta F} + 1$$

(+ 1 signifie que le niveau 0 est un chiffre).

mais si chaque chiffre est indiqué par un niveau de tension ou de courant nous aurons :

$$\frac{1}{a} \sqrt{\frac{P_m}{b_0 \Delta F}} + 1 \text{ ou } (k - 1)^2 = \frac{P_m}{a^2 b_0 \Delta F}$$

et cette dernière valeur k sera, pour a donné, inférieure à la précédente.

Finalement, (Nous n'examinerons pas le cas théorique où l'information serait donnée par la puissance au carré ou au cube ⁽¹⁾), nous obtenons la relation classique :

$$R \leq 2 \Delta F \log \left(\frac{P_m}{a b_0 \Delta F} + 1 \right)$$

Cette relation montre qu'il est théoriquement possible de réaliser la même vitesse d'information avec des caractéristiques ΔF , P_m , ou a différentes.

Un cas intéressant à examiner est l'amélioration possible de a ou de R en changeant la bande passante.

En effet : $a \leq \frac{P_m}{b_0 \Delta F (e^{2\Delta F} - 1)}$

Cette expression croît avec ΔF et a pour limite

$$a = \frac{2 P_m}{b_0 R}$$

De même R a pour limite : $\frac{2 P_m}{a b_0}$

Ainsi qu'il a été dit ci-dessus, l'information est généralement exprimée et utilisée sous forme d'une

tension et d'un courant. Mais sa transmission peut revêtir d'autres formes.

Ainsi l'information I peut être indiquée dans l'intervalle ΔT par la mesure d'un certain temps t auquel l'information est soit proportionnelle, soit inversement proportionnelle.

Dans le premier cas nous avons : $I = t$, dans le second cas nous avons :

$$I = \frac{1}{t}$$

Examinons successivement les deux cas dans l'hypothèse où le signal a la forme la plus adéquate pour donner le meilleur facteur de netteté a .

Dans le premier cas il s'agit de signifier un instant t compris entre 0 et ΔT_1 avec $\Delta T_1 \leq \Delta T$ et chaque chiffre correspondra à un intervalle $\Delta t = \frac{\Delta T_1}{k - 1}$

Dès que le signal aura signifié cet instant il sera inutile qu'il continue de se manifester ; ce serait perdre inutilement de l'énergie.

Ainsi la forme la plus adéquate est une impulsion dont le début ou la montée a lieu à l'instant t . Soit

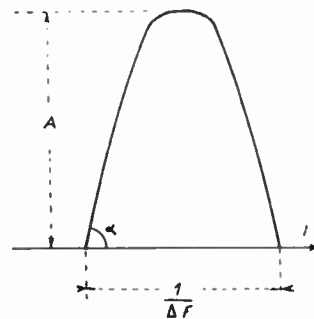


FIG. 2

A l'amplitude maxima du courant (ou de la tension) correspondant à cette impulsion (fig. 2).

Soit Δf la bande passante nécessaire pour laisser passer cette impulsion dont la durée vaut environ $\frac{1}{\Delta f}$. Son front a une pente donnée approximativement par la relation $\tan \alpha = 1,5 A \Delta f$.

Un bruit d'amplitude b amène un déplacement du front de l'impulsion égal à :

$$\Delta t_b = \frac{b}{\tan \alpha} = \frac{b}{1,5 A \Delta f}$$

D'où il résulte :

$$(k - 1)^2 \leq \frac{\Delta T^2}{a^2 \Delta t_b^2} = \frac{0,6 P_m \Delta f}{a^2 b_0 \Delta F \Delta F}$$

et finalement :

$$R \leq 2 \Delta F \log \left(\sqrt{\frac{0,6 P_m \Delta f}{a^2 b_0 \Delta F \Delta F}} + 1 \right)$$

(1) S'il est possible pratiquement de réaliser de tels signaux l'opération engendre un bruit supplémentaire tel qu'il en résulte une perte de sensibilité.

Car le bruit est déterminé par la bande passante Δf . Cette expression montre qu'en abrégant la durée de l'impulsion il est possible d'améliorer le facteur a .

Dans le second cas l'information est caractérisée par l'inverse d'un temps c'est à dire une fréquence $f = \frac{1}{t}$ comprise entre 0 et la valeur $f_m = m \Delta F$.

Il peut paraître étrange de mesurer une fréquence voisine de 0, donc un temps t en un espace de temps ΔT bien inférieur à t . Cela est possible en mesurant non pas directement la fréquence f mais la variation f d'une fréquence porteuse F_0 . En effet écrivons :

$$F_0 + f = F = \frac{1}{t_0} + \frac{1}{t} = \frac{1}{t_0} \left(1 + \frac{t_0}{t} \right)$$

et F pourra aisément être évaluée en l'espace de temps ΔT pourvu que $\Delta T \gg t_0$. D'ailleurs il est pratiquement nécessaire que les variations relatives de fréquence $\frac{f}{F_0}$ du signal aient une valeur bien inférieure à 1.

Ainsi le second cas nous apparaît comme le cas typique de la modulation de fréquence. Au signal de valeur $A \cos(2\pi Ft)$ s'ajoute un bruit $b_1 \cos(2\pi Ft) + b \sin(2\pi Ft)$. Seule la partie $b \sin(2\pi Ft)$ perturbe la fréquence du signal qui (pour $b \ll A$), du fait de ce bruit, prend la forme $A \cos\left(2\pi Ft + \frac{b}{A}\right)$

d'où :

$$\Delta I_b = \frac{1}{2\pi A} \frac{db}{dt}$$

Il convient de ne considérer parmi les composants du bruit que celles dont le spectre de fréquence se limite comme celui de l'information à la valeur ΔF . Si nous admettons que la densité spectrale du bruit est une constante b_0 : il vient : $\bar{b}^2 = b_0 \Delta F$

$$\left(\frac{db}{dt}\right)^2 = (2\pi)^2 \frac{(\Delta F)^3}{3} b_0$$

Finalement il vient :

$$(k-1)^2 = \frac{f_m^2}{a^2 (\Delta I_b)^2} = \frac{f_m^2 A^2 3}{a^2 b_0 (\Delta F)^3} = 3 m^2 \frac{P_m}{a^2 b_0 \Delta F}$$

d'où il résulte la relation :

$$R \leq 2 \Delta F \log \left(\sqrt{\frac{3 m^2 P_m}{a^2 b_0 \Delta F}} + 1 \right)$$

Cette relation montre la possibilité d'augmenter indéfiniment R ou a en augmentant m c'est-à-dire l'excursion de fréquence et par suite la bande de fréquence occupée par la transmission. Ainsi en signalant l'information par un temps ou une fréquence il est possible d'augmenter soit la vitesse d'information, soit la netteté du signal.

Il importe toutefois de remarquer, en ce qui concerne ce dernier point, que les calculs ci-dessus ont supposé que la puissance du signal P_m était plus importante que la puissance du bruit $b_0 \Delta f$ dans le premier cas, $b_0 \Delta F$ dans le second. S'il n'en était pas ainsi les relations ci-dessus ne seraient pas vala-

bles. En d'autres termes il est possible par ces modes de transmission d'avoir un rapport signal sur bruit correspondant à l'information, plus élevé que le simple rapport de puissance $\frac{P_m}{b_0 \Delta f}$ mais uniquement dans l'hypothèse où ce rapport est plus grand que un.

Nous retrouverons encore ce point fondamental. Il est possible soit par des caractéristiques de modulation, soit par l'analyse du signal reçu d'avoir une netteté d'information plus grande que celle qui paraîtrait découler du rapport de puissance signal sur bruit à l'entrée du récepteur. Mais ce serait se heurter à une impossibilité physique que d'imaginer sortir un signal d'un bruit ayant même caractéristiques et plus important que lui.

Nous avons examiné ci-dessus le cas où l'information I , transmise dans le temps ΔT correspond à un seul chiffre signifié par la grandeur d'un courant, d'un temps ou d'une fréquence.

Toutefois ce chiffre, de 1 à k , peut être signifié par un nombre de n chiffres de base q avec $k = q^n$. Une telle opération nécessite inéluctablement une bande passante $\Delta f \geq n \Delta F$. Or si nous considérons la relation de base :

$$R \leq 2 \Delta F \log k$$

Elle s'écrit ici : $R \leq 2 \Delta f \log q$

Cette dernière relation nous indique que nous avons ainsi effectué la transformation, qui de prime abord pouvait paraître toute théorique, à savoir substituer à ΔF et k , deux termes Δf et q tels que $\Delta F \log k = \Delta f \log q$. Par ailleurs nous avons vu ci-dessus qu'il y avait intérêt pour une même vitesse d'information à augmenter ΔF , c'est-à-dire encore diminuer k .

Le cas habituel de cette transformation correspond à $q = 2$. Nous sommes ainsi dans les meilleures conditions théoriques puisque nous avons vu ci-dessus que a augmentait avec ΔF . Evaluons le gain qui en résulte. Si l'information est signifiée par une puissance nous avons :

$$k-1 = \frac{P_m}{a b_0 \Delta F} \quad q-1 = \frac{P_m}{a_1 b_0 \Delta f}$$

d'où un gain sur le facteur de netteté :

$$\frac{a_1}{a} = \frac{k-1}{n(q-1)} \quad \text{et pour } q=2 \quad \frac{a_1}{a} = \frac{k-1}{n}$$

si l'information est signifiée par une amplitude, un temps ou une fréquence, il vient de même :

$$\frac{a_1}{a} = \frac{k-1}{\sqrt{n}(q-1)} \quad \text{et pour } q=2 \quad \frac{a_1}{a} = \frac{k-1}{\sqrt{n}}$$

Pour $k = 32$ ces formules indiquent 8 décibels dans le premier cas et 11 décibels dans les derniers.

Pour terminer nous indiquerons que la notion d'une information résultant de chiffres successifs ne doit pas être considérée comme la seule valable.

Physiquement aussi bien que mathématiquement, il est absolument identique de considérer la fonc-

tion $I(t)$ comme une suite de N grandeurs se succédant dans un intervalle T ou bien comme un ensemble de N valeurs périodiques dont les périodes s'échelonnent entre $\frac{1}{T}$ et $\frac{1}{\Delta T}$.

Aussi les calculs peuvent ils être menés suivant la voie la plus aisée. Cependant les fréquences correspondent à une réalité physique en ce sens qu'elles peuvent être séparées, cette séparation correspondant en outre à une division énergétique. Cette opération ci qui d'ailleurs nécessite un certain temps T pour être effectuée à la précision $\frac{1}{T}$ (c'est à dire deux fréquences séparées différent au moins de la valeur $\frac{1}{T}$) peut donner globalement l'information par N grandeurs de valeurs différentes. C'est par exemple ce que fait l'oreille lorsqu'elle perçoit une voyelle, celle-ci apparaissant comme un nombre de plusieurs chiffres.

Ces considérations nous entraînent à la notion de n appareils transmettant chacun une information différente. Dans l'intervalle de temps ΔT ils permettent d'avoir une quantité d'information :

$$n \log k$$

et par suite dans l'intervalle T une quantité :

$$N n \log k$$

Si chaque appareil transmet une puissance P , la puissance totale transmise est nP . Or si nous disposons que d'un seul appareil mais que nous multiplions par n la bande passante ainsi que la puissance P , tous les autres éléments restant identiques, la quantité d'information, primitivement $N \log k$, deviendra $nN \log k$. Ainsi il est théoriquement équivalent à puissance totale transmise égale, soit de disposer de n appareils de bande ΔF , soit d'une bande de fréquence $n \Delta F$.

III. Application aux télécommunications.

Les formules ci-dessus permettent de chiffrer les qualités respectives des divers procédés utilisés pour transmettre des communications. Ces divers procédés se dénomment procédés de modulations car la transmission suppose généralement l'existence d'une onde porteuse. Cette onde porteuse, indispensable pour l'acheminement de l'information, ne joue aucun rôle dans celle-ci qui est essentiellement constituée par tout ce qui fait différer l'onde porteuse d'une onde à amplitude et fréquence fixes, c'est à dire précisément par la modulation de ces paramètres.

Cependant les formules théoriques indiquées plus haut ne peuvent être utilisées sans tenir compte de l'aspect pratique de l'enregistrement de l'information. Nous avons présenté celle-ci comme une courbe $I = f(t)$ et indiqué que l'addition d'une constante arbitraire ne la modifiait point. Par ailleurs nous avons supposé que I signifiait une puissance. Ces hypothèses nous ont permis d'établir des formules simples mais il convient de les adapter à la réalité.

Il n'est pas possible de dissocier complètement la puissance du signal et la puissance du bruit et de traiter ces éléments en complète indépendance. Lorsque l'information correspond à une certaine tension $v(t)$ celle-ci s'accompagne d'un bruit $b(t)$ si bien que le signal reçu vaut $v(t) + b(t)$. La moyenne $\overline{U(t) \times b(t)}$ est nulle mais pendant l'intervalle de temps ΔT où s'évalue la grandeur v , le bruit correspondant à la bande ΔF a une valeur sensiblement constante.

Or une variation de puissance ΔW correspond à une variation $2U \Delta U$ du fait du signal et à une valeur $2U b$ du fait du bruit si nous supposons $\Delta U \gg b$. Si bien que, tout en considérant les puissances, nous devons adopter en ce cas la valeur :

$$k - 1 = \frac{U_m}{\Delta U}$$

Si nous ajoutons une constante arbitraire A , l'information se présentera sous la forme :

$$I(t) = U(t) + b(t) + A$$

et le rapport $\frac{\text{Variation de puissance dû au signal}}{\text{Variation de puissance dû au bruit}}$

$$\frac{2 \Delta U (U + A)}{2 b (U + A)} \left\{ = \frac{\Delta U}{b} \right.$$

est bien indépendante de la constante A tandis que nous adopterons pour k la valeur $(k - 1)^2 = \frac{U_m^2}{a^2 b_0 \Delta F}$ indépendante de A .

avec U_m = variation maxima de U

Ceci posé considérons les divers procédés de modulation

a) Modulation d'amplitude.

C'est le procédé le plus ancien et le plus répandu. Le signal se présente sous la forme :

$$S = (A + I(t)) \cos \Omega t$$

A étant une constante qui détermine le pourcentage de modulation et $\cos \Omega t$ l'onde porteuse. La modulation est dite à 100%, lorsque l'amplitude du signal c'est-à-dire le terme $[A + I(t)]$ peut s'annuler.

Comme l'onde porteuse ne correspond à aucune information c'est pour un tel pourcentage que ce procédé correspond au maximum d'information. Si nous supposons, comme ci-dessus que $I(t)$ varie de 0 à une valeur I_m ce pourcentage est obtenu pour $A = 0$.

La bande de fréquence occupée par le signal est le double de la bande ΔF occupée par l'information et la puissance de bruit vaut donc $2 b_0 \Delta F$. Nous avons après détection la relation :

$$(k - 1)^2 = \frac{I_m^2}{2 a^2 b_0 \Delta F} = \frac{P_m}{a^2 b_0 \Delta F}$$

P_m désignant la puissance maximum efficace du signal S .

(Le fait de supposer $a \gg 1$ implique que dans la détection seule subsiste la composante X du bruit.

$$X \cos \Omega t + Y \sin \Omega t$$

car elle seule affecte l'amplitude du signal. Or :

$$X^2 = 2 b_0 \Delta F$$

Afin d'avoir la même information avec une puissance de signal moindre il a été imaginé de supprimer l'onde porteuse ainsi qu'une des deux bandes de fréquences obtenues par la modulation ci-dessus. Nous avons ainsi le procédé de modulation dit « *a bande latérale unique* ».

Ecrivons l'information sous la forme :

$$I(t) = A_0 + A_1 \cos \omega t + B_1 \sin \omega t + \dots$$

le signal transmis sera :

$$S(t) = A_1 \cos (\Omega + \omega) t + B_1 \sin (\Omega + \omega) t + \\ + A_2 \cos (\Omega + 2\omega) t + \dots$$

si bien que ce procédé correspond simplement à une *conversion de fréquence de la valeur Ω* . En ce cas la puissance du bruit vaudra $b_0 \Delta F$ et la puissance maxima efficace du signal $S(t)$ vaudra $\frac{I_m^2}{8}$ si bien que nous aurons :

$$(k-1)^2 = \frac{8 P_m}{a^2 b_0 \Delta F}$$

Cette relation nous montre que ce procédé fait gagner pour a un facteur $\sqrt{8}$ par rapport à la modulation à 100 % c'est-à-dire un gain de 4,5 décibels dans le rapport signal sur bruit.

Enfin il est parfois transmis les deux bandes latérales, sans l'onde porteuse. Cette transmission correspond au signal :

$$S = [2 I(t) - I_m] \cos \Omega t$$

$$\text{ou } S = A_1 \cos (\Omega + \omega) t + B_1 \sin (\Omega + \omega) t + \dots \\ + A_1 \cos (\Omega - \omega) t - B_1 \sin (\Omega - \omega) t + \dots$$

La puissance de bruit vaut alors $2 b_0 \Delta F$ et la puissance maximum efficace du signal S vaut $\frac{I_m^2}{2}$ tandis qu'après détection le signal k varie de la quantité $2 I_m$ si bien qu'il vient :

$$(k-1)^2 = \frac{4 P_m}{a^2 b_0 \Delta F}$$

Ainsi la transmission de deux bandes latérales, au lieu d'une (outre qu'elle nécessite une bande de fréquence deux fois plus grande et qu'elle exige pour la reconstitution de $I(t)$ de disposer d'une onde locale $\cos \Omega t$ rigoureusement synchronisée sur l'onde $\cos \Omega t$ d'émission) entraîne de plus une perte d'environ 1,5 décibel sur le rapport signal sur bruit d'après la formule ci-dessus. Ceci mérite une analyse.

Les formules du chapitre précédent ont montré qu'il était possible en augmentant la bande passante

d'améliorer le rapport signal sur bruit mais sans que cela soit automatique.

Lorsque nous envoyons l'information sur les deux bandes latérales, chacune de ces bandes nécessite une puissance moyenne P et dans chacune il existe une puissance de bruit $b_0 \Delta F$. Après reconstitution par conversion de fréquence du signal $I(t)$ la puissance moyenne vaut $4 P$ parce que les composantes symétriques des 2 bandes latérales s'ajoutent deux à deux si bien que le rapport signal sur bruit vaut

$\frac{P}{b_0 \Delta F}$ dans le signal $S(t)$ et $\frac{2 P}{b_0 \Delta F}$ dans l'information $I(t)$. Mais $2 P$ représente la puissance totale P_0 mise en jeu dans la transmission si bien que ce rapport s'écrit $\frac{P_0}{b_0 \Delta F}$ et par conséquent, pour deux

bandes latérales il est le même que pour une seule bande. Cependant si nous faisons intervenir non les puissances moyennes mais les puissances maxima la symétrie des deux bandes latérales entraîne pour celle-ci une puissance de crête quatre fois plus grande que pour une seule bande d'où résulte la diminution par un facteur 2 de la valeur $(k-1)^2$ signalée ci-dessus.

A la modulation d'amplitude nous devons encore rattacher la modulation télégraphique type Baudot. Chaque lettre est transmise par un ensemble de cinq moments consécutifs, chacun d'eux ayant la valeur + ou la valeur -. Nous avons ainsi une information dont chaque élément est formé par un nombre de 5 chiffres, de base 2. Nous avons vu que ceci correspond à des conditions théoriques optimales. Soit T_1 le temps nécessaire pour la transmission d'une lettre et par conséquent $\frac{T_1}{5}$ celui nécessaire pour la transmission d'un moment. Nous avons :

$$R = \frac{1}{T_1} \log_2 k = \frac{5}{T_1} \log_2 2$$

Le même procédé a été ces dernières années appliqué à la téléphonie sous la dénomination de « Pulse Code Modulation ». Chaque groupe de 5 moments signifie alors non une lettre mais un niveau c'est-à-dire précisément le chiffre k . En réalité pour tenir compte de la sensibilité logarithmique de l'oreille les différents niveaux correspondent non à des différences égales de puissance mais à des différences égales de décibels. Ceci traduit l'existence d'un Code faisant correspondre une information pratique à chaque chiffre k d'où la dénomination de cette modulation. Par ailleurs la transmission de ces chiffres k obéit aux règles théoriques énoncées ci-dessus. Le temps T_1 est évidemment conditionné par la bande de fréquence téléphonique c'est-à-dire vaut sensiblement

$$\frac{1}{2 \Delta F} = \frac{1 \text{ sec}}{6000}$$

Le coefficient de netteté résultant d'une telle transmission se mesure ici par le rapport :

$$2 = \frac{P}{a b_0 \Delta F} = \frac{P T_1}{a b_0 5}$$

Un facteur $a = 100$ correspond à une puissance :

$$P = \frac{10^3 b_0}{T_1}$$

soit pour un facteur de bruit $F_b = 10$ et $T_1 = \frac{1}{6\,000}$
 $b_0 = 40\,KT = 40 \times 1,4 \times 10^{-23} \times 300 = 1,7 \cdot 10^{-19}$
 et $P = 1,7 \times 10^3 \times 6 \times 10^3 \times 10^{-19} = 10^{-12}$ Watts

Ce qui est très faible. Or lorsqu'il y a une différence importante entre le niveau du signal et celui du bruit la différence peut encore être augmentée par des procédés d'écrêtage des signaux.

Il en résulte pratiquement que l'existence du signal ne peut être confondu avec une fluctuation du bruit. Par ailleurs dans ce procédé l'opération consistant à remplacer le signal par une courbe correspondant à l'approximation ΔT est rigoureusement appliquée. Chaque niveau du signal est remplacé par le niveau le plus voisin choisi parmi k niveaux arbitrairement fixés. Un code fait correspondre chaque nombre à un de ces niveaux. On dit encore que le signal est quantifié.

À la réception le signal est restitué suivant cette quantification et il n'en résulte pratiquement aucun bruit, si ce n'est celui provenant de l'approximation faite sur l'information. Notons encore que l'existence d'un code arbitraire permet le chiffrement d'une telle transmission.

b) Modulation de fréquence.

Dans la modulation de fréquence le signal transmis $S(t)$ est de la forme :

$$S(t) = A \cos(\Omega t + \varphi)$$

et l'information $I(t)$ se trouve contenue seulement dans le terme φ suivant la relation :

$$I(t) = \frac{d\varphi}{dt}$$

Évaluons l'avantage d'une telle modulation par rapport à la modulation d'amplitude. Nous avons obtenu pour celle-ci la valeur :

$$(k-1)^2 = \frac{P_m}{a^2 b_0 \Delta F}$$

P_m exprimant la puissance maximum transmise. Nous admettrons que $P_m = 4P$, P étant la puissance moyenne transmise.

D'où
$$(k-1)^2 = \frac{4P}{a^2 b_0 \Delta F}$$

Par ailleurs nous avons vu qu'en modulation de fréquence nous avons :

$$(k-1)^2 = \frac{3m^2 P}{a^2 b_0 \Delta F}$$

Le coefficient a^2 est donc avantaagé dans la modulation de fréquence dans le rapport :

$$0,75\,m^2$$

mais la transmission exige une bande de fréquence

$$\Delta f = m \Delta F$$

c) Modulation en impulsions.

La modulation en impulsions est d'une façon générale une modulation où le signal transmis $S(t)$ apparaît sous forme d'impulsions.

On distingue :

1° la modulation en amplitude. Chaque impulsion est proportionnelle à la valeur $I(t)$ au moment de l'impulsion. Si P est la puissance moyenne transmise, chaque impulsion est émise avec la puissance $\frac{T}{\Delta t} P$, T étant la durée séparant deux impulsions et Δt la durée de l'impulsion. Mais une telle transmission nécessite une bande $\Delta f = \frac{T}{\Delta t} \Delta F$ si bien que le rapport signal sur bruit est le même que pour la modulation en amplitude ordinaire.

2° la modulation en durée. Chaque impulsion correspond à une puissance constante mais la durée de chacune est proportionnelle à la valeur $I(t)$ au moment de l'impulsion. Soit P la puissance moyenne transmise. La puissance moyenne des impulsions vaut $\frac{T}{\tau} P$, τ désignant la durée moyenne des impulsions et T la durée séparant deux impulsions. Posons $T = 2x\tau$, x étant un coefficient supérieur à 1.

La puissance moyenne des impulsions vaut donc :

$$P_0 = 2xP$$

Pratiquement l'information est signifiée par un temps comme il a été indiqué au chapitre précédent.

Reprenons la formule donnant k

Il vient :

$$\begin{aligned} (k-1)^2 &= \frac{4\tau^2}{a^2 \Delta t_b^2} = \frac{T^2}{a^2 x^2} \times \frac{(1,5)^2 A^2}{b^2} (\Delta f)^2 \\ &= \frac{0,6 P_0}{a^2 x^2 b_0 \Delta F} \frac{\Delta f}{\Delta F} = \frac{1,2 P}{a^2 b_0 \Delta F} \frac{m}{x} \end{aligned}$$

Un tel procédé améliore donc le coefficient a^2 dans le rapport $0,3 \frac{m}{x}$. À ce procédé nous devons rattach

er la modulation en fréquence (la fréquence des impulsions est proportionnelle à la grandeur $I(t)$ et la modulation en nombre (le nombre des impulsions dans l'intervalle ΔT est égal à la valeur numérique de $I(t)$). Ce dernier procédé appelé par les américains « Pulse Number Modulation » correspond à une quantification de l'information analogue à celle du « Pulse Code Modulation ». Comme ce procédé-ci il permet d'obtenir un rapport signal sur bruit pratiquement indépendant du bruit et correspondant uniquement à l'approximation faite sur l'information ; autrement dit dans ces deux procédés, pour les valeurs k adoptées, le coefficient a est pratiquement infini. Nous devons cependant souligner que cette quantification, techniquement facile et naturelle avec ces deux procédés, pourrait se concevoir avec tout autre procédé et qu'elle aboutirait au même résultat d'avoir un a très élevé. En d'autres termes dès que le coefficient a est suffisamment élevé pour

qu'une variation de niveau du signal soit nettement supérieure à une fluctuation du bruit, il est toujours possible de ramener toute variation du signal à une valeur quantifiée, la quantification étant fixée par le chiffre k . Alors a est pratiquement infini mais l'approximation ΔI est rigoureusement fixée tandis que sans quantification nous devons plutôt considérer qu'elle s'approche du niveau du bruit.

Dans la modulation de fréquence l'information est proportionnelle au nombre, entier ou fractionnaire, d'impulsions dans l'intervalle T . Soit p le nombre moyen. Il vient :

$$(k - 1)^2 = \frac{(2p \Delta t)^2}{a^2 \Delta t_b^2}$$

Le bruit affecte chacune des impulsions mais en les déplaçant seulement si la bande se limite à celle correspondant aux impulsions. Seuls comptent les déplacements des extrémités et uniquement ceux qui se produisent dans la bande de l'information.

D'où en notant que la puissance moyenne :

$$P = \frac{p \Delta t}{T} P_0$$

$$(k - 1)^2 = 3 m p \frac{P}{a^2 b_0 \Delta F}$$

et un gain $0,75 m p$ par rapport à la modulation d'amplitude. Cette formule se rapproche de celle concernant la modulation de fréquence. Le nombre

maximum d'impulsions $2p$ vaut $\frac{m}{2}$. En ce cas

nous avons affaire à la modulation de fréquence et nous retrouvons sensiblement le même coefficient que ci-dessus si nous donnons à l'information une valeur moyenne nulle.

Dans la modulation en nombre où nous opérons une quantification le coefficient a est infini mais nous devons considérer la vitesse d'information qui est donnée par la formule :

$$R = 2 \Delta F \log (2p + 1)$$

ou

$$R \leq 2 \Delta F \log \left(\frac{m}{2} + 1 \right)$$

tandis que dans le « Pulse code modulation » nous avons :

$$R \leq 2 \Delta F \log 2^m$$

Pour avoir la même définition il faut une bande passante beaucoup plus grande dans celui là que dans celui-ci. L'avantage d'une bande plus étroite est de peu d'utilité dans certaines liaisons à ondes courtes et la modulation en nombre est alors préférée car elle nécessite des circuits beaucoup plus simples que ceux exigés par le « Pulse code modulation ». Mais la complication des circuits de ce procédé permet de chiffrer l'information et d'étager les divers niveaux de l'information suivant la courbe de sensibilité de l'oreille c'est-à-dire en décibels (1).

(1) Lorsqu'il s'agit de comparer deux systèmes à quantification la notion rapport signal sur bruit, c'est-à-dire coefficient de netteté a , n'existe pratiquement pas. Il faut examiner leurs vitesses d'informations respectives.

3° la modulation en position. Dans cette modulation appelée encore modulation en phase chaque intervalle ΔT n'est occupé que par une seule impulsion de grandeur constante. La position de l'impulsion par rapport au début de l'intervalle ΔT diffère d'un intervalle de temps t proportionnel à l'information $I(t)$. Le calcul donnant la valeur de k a été effectué dans le chapitre précédent.

Il donne :

$$(k - 1)^2 = \frac{\Delta T^2}{x^2 a^2 \Delta t_b^2} = \frac{0,6 P_0}{a^2 b_0 \Delta F} \frac{\Delta f}{\Delta F} \times \frac{1}{x^2}$$

le facteur x exprime que l'impulsion ne se déplace pas dans tout l'intervalle ΔT mais seulement dans la fraction $\frac{\Delta T}{x}$

Par ailleurs la puissance moyenne transmise vaut sensiblement $P = P_0 \times \frac{\Delta F}{\Delta f}$

$$\text{il vient : } (k - 1)^2 = \frac{0,6 P}{a^2 b_0 \Delta F} \frac{m^2}{x^2}$$

d'où il résulte par rapport à la modulation en amplitude un coefficient d'amélioration de a^2 égal à :

$$0,15 \frac{m^2}{x^2}$$

ce procédé de modulation est donc plus avantageux que le procédé de modulation en durée. Il présente en outre l'avantage d'une puissance transmise constante. Mais la modulation en durée se prête à une démodulation facile par simple filtrage tandis que la modulation en position exige à la réception un système reconstituant une modulation en durée à partir de la modulation en position.

d) Modulation des systèmes multiplex.

Les systèmes multiplex ont pour but de transmettre n communications simultanées. Ceci pourrait évidemment être obtenu par l'emploi de n appareils distincts. Nous avons vu qu'il était identique au point de vue de l'information de disposer d'une bande de fréquence n fois plus grande ou de disposer de n appareils distincts. La transmission de n communications sur un seul appareil, chacune d'elle exigeant une bande ΔF nécessitera d'une part une bande minima $n \Delta F$ et d'autre part une puissance $n P$ pour avoir pour chacune d'elle le même coefficient a que si elle était transmise seule.

Par ailleurs supposons que nous ayons groupé, par exemple par des conversions de fréquence les n communications sur une bande $n \Delta F$. L'ensemble de ces n communications pourra subir une nouvelle modulation, par exemple une modulation de fréquence ou une modulation en impulsion. Une telle modulation exigera une bande de fréquence $\Delta f = m n \Delta F$ et il résultera une amélioration du coefficient a^2 qui vaudra $0,75 \frac{m^2}{x}$, $0,6 \frac{m^2}{x}$ ou $0,15 \frac{m^2}{x^2}$ suivant le type de modulation adopté.

Finalement, en considérant la puissance totale P comme une donnée, la valeur relative du coefficient

α^2 dans un système à n voies par rapport à sa valeur dans une voie à modulation d'amplitude vaut :

$0,75 \frac{m^2}{n}$ pour n voies modulées en fréquence

$0,6 \frac{m}{x n}$ pour n voies modulées en impulsions de durée

$0,15 \frac{m^2}{x^2 n}$ pour n voies modulées en impulsions de position avec $m = \frac{\Delta f}{n \Delta F}$

Δf étant la bande de fréquence nécessaire pour la transmission,

ΔF la bande de fréquence nécessaire pour donner l'information de chaque voie.

IV. Application à la détection.

L'information résultant d'une détection indique la configuration d'une certaine zone s'étendant sur une profondeur D et dans un angle solide θ . Autrement dit elle se présente sous la forme $I(d, \theta)$.

L'opération technique de la détection consiste en l'émission d'une onde électromagnétique ou acoustique dont on capte les réflexions sur les divers reliefs de la zone observée. Pour que les paramètres d et θ correspondent à des variables indépendantes il faut pouvoir différencier deux objets situés à une même distance mais dans deux directions différentes. Cette différenciation ne peut se faire qu'en donnant une information spéciale pour chaque approximation $\Delta\theta$ si bien que l'information totale se présente comme une somme d'informations élémentaires $I(d)$, chacune d'elles étant affectée à un secteur, d'angle solide $\Delta\theta$.

L'information élémentaire $I(d)$ est bien de la forme générale $I(t)$ car ainsi que nous le verrons ci-dessous une vitesse V est toujours associée à la distance d suivant la formule générale : $d = Vt + d_0$. L'information $I(d)$ s'écrit encore $I(Vt + d_0)$ et c'est sous cette dernière forme que les appareils récepteurs l'enregistrent.

Les approximations fixées à cette détection sont ΔI et ΔD . Cette dernière correspond à une approximation $\Delta T = \frac{\Delta D}{V}$. Pour avoir l'information sur la profondeur D il faut un temps $T = \frac{D}{V}$ et nous pouvons écrire les relations générales sur la quantité et la vitesse d'information :

$$H = N \log k = \frac{D}{\Delta D} \log k$$

$$R = \frac{1}{\Delta T} \log k = \frac{V}{\Delta D} \log k$$

la bande passante nécessaire découlera de la formule :

$$\Delta F \geq \frac{V}{2 \Delta D}$$

$$\text{ou } \Delta F \geq \frac{N}{2T} \quad \text{avec } N = \frac{D}{\Delta D}$$

c'est à dire qu'elle devra être au moins égale au rapport du nombre d'objets que l'on veut pouvoir distinguer dans la distance D par le double du temps nécessaire pour obtenir l'information.

Le nombre k sert à définir les grandeurs relatives des divers objets détectés. Quelque soit le procédé utilisé ce nombre découle d'un rapport où, conformément aux relations générales écrites ci-dessus, figure au numérateur la puissance du signal reçu et au dénominateur celle du bruit.

Dans une télécommunication k est fixé à priori par le degré d'information désiré et les qualités de deux systèmes s'apprécient relativement par les valeurs du coefficient de netteté α c'est-à-dire par le niveau de bruit de fond accompagnant l'information. Une détection se propose d'apercevoir les plus petits objets ou d'observer à la plus grande distance possible la présence d'un objet déterminé. Elle doit donc enregistrer les variations de signaux les plus faibles possibles. En d'autres termes le coefficient α est toujours pris égal à un et les qualités de deux appareils s'apprécient soit par leur nombre k pour une même distance de détection, soit par la distance de détection correspondant à la valeur $k = 2$.

L'information totale $I(d, \theta)$ correspond à n informations élémentaires $I(d)$ avec $n = \frac{0}{\Delta\theta}$. Si chacune de ces informations ci nécessite un temps T l'information totale nécessitera un temps $T_0 = nT$. Si nous posons de même $N_0 = nN$ la relation donnant la bande nécessaire s'écrit :

$$\Delta F \geq \frac{N_0}{2T_0}$$

Ainsi l'approximation $\Delta\theta$ se trouve comme l'approximation ΔD reliée directement à la bande passante. Cependant cette approximation comporte une particularité. En effet la puissance reçue augmente en même temps que $\Delta\theta$ diminue, car cette approximation est obtenue en canalisant l'énergie des ondes dans un faisceau d'angle solide $\Delta\theta$. Ce n'est pas gratuit. En effet il n'est pas possible avec un aérien déterminé de choisir arbitrairement $\Delta\theta$. Les ondes présentent le phénomène de la diffraction, phénomène qui est d'autant plus accentué que la longueur d'onde utilisée est grande devant les dimensions des antennes. Il en résulte une limite inférieure pour

$\Delta\theta$, limite qui est donnée par la relation $\Delta\theta \geq \frac{\lambda^2}{S}$,

λ étant la longueur d'onde de l'énergie rayonnante et S la surface de l'aérien émettant ou recevant cette énergie. Cette relation indique que pour diminuer $\Delta\theta$ il faut, soit augmenter la fréquence des ondes de détection, soit augmenter la surface des aériens ou des microphones.

Le maximum de gain est obtenu lorsque l'approximation $\Delta\theta$ résulte d'une canalisation des ondes à l'émission aussi bien qu'à la réception. En ce cas la puissance reçue est inversement proportionnelle au carré de cette approximation :

$$P = \frac{C}{(\Delta\theta)^2}$$

C étant une constante dépendant des caractéristiques des appareils. D'autre part la densité spectrale du bruit capté par l'aérien est indépendante des caractéristiques de cet aérien et ne dépend que du rayonnement de bruit ambiant.

Supposons que nous ayons fixé le temps T_0 pour l'information totale. Divisons par un facteur p l'approximation $\Delta\theta$ qui deviendra $\Delta\theta_1 = \frac{\Delta\theta}{p}$. La

bande de fréquences nécessaire sera multipliée par p , ainsi que la puissance du bruit mais la puissance reçue sera multipliée par p^2 si bien que le facteur k sera multiplié par p . Ainsi l'augmentation par l'approximation $\Delta\theta$ du nombre d'objets détectés entraîne aussi une augmentation de la portée ou de la finesse de détection. Au contraire l'augmentation du même nombre par l'approximation ΔD entraîne une perte de portée. Ces deux augmentations entraînent la nécessité d'une augmentation de la bande passante dans le même rapport. Mais l'augmentation par $\Delta\theta$ exige de plus l'augmentation dans le même rapport des dimensions des aériens si nous supposons la fréquence fixée.

Nous avons vu ci-dessus qu'il était équivalent soit de disposer d'une bande de fréquences et d'une puissance n fois plus grandes, soit d'avoir n appareils. Ceci est exact en ce qui concerne l'approximation ΔD . Si nous augmentons l'approximation $\Delta\theta$ par p appareils il en résultera un gain de puissance p^2 dans chaque information élémentaire. Mais en ce cas la puissance totale émise aura été multipliée par p . En définitive tout ce qui a été formulé pour l'approximation Δt dans les relations de base est valable pour les approximations ΔD et $\Delta\theta$ mais celle-ci s'accompagne d'un gain en puissance inversement proportionnel à $(\Delta\theta)^2$.

De la relation liant le temps à la distance dans l'information élémentaire $I(d)$ découle la formule :

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\Delta T}{T}$$

Elle nous indique qu'un intervalle de temps ΔT est associé à l'intervalle ΔD qui caractérise la finesse d'analyse en distance de l'appareil de détection. A tout intervalle de temps nous pouvons associer une bande de fréquence suivant la relation :

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{\Delta F}{F}$$

et écrire soit :

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\Delta T}{T}$$

soit :

$$\frac{\Delta D}{D} = \frac{\Delta F}{F}$$

Ces deux formules définissent les deux catégories d'appareils de détection. Les premiers sont les appareils à impulsions qui caractérisent l'intervalle ΔD par un intervalle de temps ΔT ; les seconds sont les appareils à modulation de fréquence dans lesquels

une bande ΔF définit ΔD . Nous allons examiner successivement ces deux catégories d'appareils.

a) *Appareils à impulsions.* — L'onde émise est une impulsion de puissance P et de durée ΔT . Cette impulsion se déplace dans l'espace avec la vitesse de propagation c , se réfléchit sur tout obstacle pour revenir avec la même vitesse sur l'appareil récepteur. La distance d est reliée au temps suivant la formule :

$$d = \frac{c}{2} t$$

Cette relation est bien de la forme générale indiquée ci-dessus. Mais deux remarques essentielles doivent être faites. La première est que la vitesse V associée à d est égale à la moitié de la vitesse de propagations. C'est une donnée physique, c'est-à-dire une constante.

La deuxième est qu'il n'existe pas de terme d_0 . Autrement dit l'information entre les instants O et T concernera obligatoirement une distance comprise entre O et D . Nous pourrions, bien entendu, n'examiner l'information que pendant les instants t_1 et t_2 c'est-à-dire celle comprise entre les distances d_1 et d_2 et négliger tout ce qui est en dehors de cette zone. Mais cet appareil ne pourra donner aucune information concernant cette zone entre les instants O et t_1 . En d'autres termes, même si nous ne voulons examiner que l'intervalle d_1 à d_2 nous sommes obligés d'effectuer une dépense de moyens techniques correspondant à toute la profondeur O à d_2 .

Ainsi dans un appareil à impulsion, d'une part la durée de l'impulsion et son temps de retour sont reliés à l'intervalle ΔD et la profondeur D par un facteur constant, d'autre part, l'information est caractérisée en sa totalité dès l'émission de l'impulsion. Du point de vue de la théorie de l'information ceci signifie un manque de souplesse. C'est d'ailleurs une réalité. En certains cas la distance D ou le temps T se trouvent mal adaptés aux besoins des utilisateurs et il en résulte finalement une perte de moyens.

L'onde émise est de la forme : $A(t) \cos \Omega t$

$A(t)$ représentant l'impulsion de durée ΔT et $\cos \Omega t$ l'onde porteuse nécessaire pour obtenir une propagation convenable de l'énergie. Nous avons ainsi une modulation d'amplitude et l'onde émise occupe une bande deux fois plus grande que l'impulsion $A(t)$ si bien que la bande nécessaire s'écrit :

$$\Delta F \geq \frac{1}{\Delta T} \quad \text{ou} \quad \Delta F \geq \frac{N}{T}$$

A la réception nous avons une puissance directement proportionnelle à la puissance émise. Le facteur k qui varie évidemment suivant la distance, la réflexion par l'obstacle et les conditions de propagation, est proportionnel à :

$$\frac{P}{b_0 \Delta F} = \frac{P \Delta T}{b_0} = \frac{W}{b_0}$$

W désignant l'énergie émise pendant l'impulsion. Ainsi entre deux appareils ayant mêmes caractéristiques électromagnétiques (longueur d'onde, direc-

tivité ou gain des antennes, ...) c'est celui dont l'impulsion représente le plus d'énergie qui à la portée la plus grande.

Pour un radar $c = 3 \cdot 10^8$ km par seconde, le temps T est généralement d'une durée beaucoup plus brève que ne le nécessite l'exploitation. Il est cependant un appareil dont les caractéristiques sont très voisines des caractéristiques optima d'après la théorie. C'est le radar de veille panoramique à grande distance. La portée d'un tel appareil est de l'ordre de 150 km soit $T = 1$ milliseconde. Si la rotation de l'antenne est rapide, de plusieurs tours par seconde et l'ouverture de son faisceau de l'ordre de 6° , une fréquence de répétition des impulsions de 500 correspond seulement à une dizaine d'émissions dans chaque direction, ce qui est le minimum nécessaire pour ne pas manquer à la limite de portée un écho par essence toujours fluctuant. Cette correspondance étroite entre les conditions théoriques et les valeurs pratiques suffirait à expliquer le grand développement et la constante valeur des radars de veille à faisceau étroit et à balayage rapide.

Mais lorsque la détection est faite dans un seul secteur ou ce qui revient au même avec une antenne tournant lentement un temps d'information de $\frac{1}{10}$ de seconde ou même d'une seconde serait largement suffisant au lieu de $T = \frac{1}{1\,000}$ de seconde. En ce

cas les formules de base indiquent que la bande passante nécessaire pourrait être réduite par un facteur 100 ou 1 000 et par conséquent le rapport signal sur bruit amélioré dans la même proportion.

Il est possible de concevoir un moyen pour récupérer ce facteur. Supposons qu'une impulsion soit émise toutes les T secondes et qu'un temps T_1 nous suffisse pour obtenir l'information. Soit $\frac{T_1}{T} = q$ le

facteur q suivant lequel nous voulons améliorer le rapport signal sur bruit correspondant à l'information dans un temps T . Superposons par addition les amplitudes des q informations reçues dans le temps T_1 . Les amplitudes des signaux s'ajouteront si bien que la puissance de chaque signal sera multipliée par le facteur q^2 tandis que les amplitudes du bruit s'ajouteront quadratiquement ce qui multipliera par q la puissance du bruit. Nous aurons ainsi gagné le facteur q dans le rapport signal sur bruit.

Si nous admettons ce gain le rapport signal sur bruit prendra alors la forme :

$$\frac{P}{b_0 \Delta F} \times \frac{T_1}{T}$$

or $\frac{P}{\Delta F} \times \frac{1}{T}$ est égal à la puissance moyenne P_0 émise par l'appareil émetteur. Ainsi le rapport signal sur bruit est proportionnel au facteur, $\frac{P_0 T_1}{b_0}$. Le

fait que l'énergie est émise sous forme d'impulsions n'apparaît pas dans cette formule. Théoriquement c'est la puissance moyenne qui compte seulement et le temps T_1 fixé pour l'information.

L'opération d'addition est toujours partiellement faite par l'œil qui observe la détection sur un tube cathodique non remanent. En ce cas le temps T_1 est de l'ordre de $\frac{1}{10}$ de sec. et pour tenir compte de

l'imperfection de la sommation ainsi effectuée, on admet généralement que le gain n'est pas q mais seulement $\sqrt{q}$. C'est le même chiffre qu'il conviendrait d'admettre pour un tube cathodique remanent qui effectue la sommation suivant un processus analogue à celui de l'œil mais avec un temps de remanence, donc un temps T_1 , différent. En ces conditions le rapport signal sur bruit est proportionnel au facteur $\frac{P_0 \sqrt{T T_1}}{b_0}$.

Il a été essayé d'obtenir le gain théorique en effectuant la sommation par des circuits. Cette sommation peut d'ailleurs être présentée sous un autre aspect. Puisque l'information se renouvelle, toujours la même, toutes les T secondes, elle peut se présenter sous la forme d'une série de Fourier de période T . Le signal reçu ne comporte donc pas toutes les fréquences mais seulement les fréquences $\frac{1}{T}, \frac{2}{T}, \dots, \frac{N}{T}$.

Imaginons que nous ayons disposé des filtres ne laissant passer que ces fréquences, chacun d'eux ayant une bande Δf avec $N \Delta f = \frac{\Delta F}{q}$. Le signal ne sera

pas affecté mais la puissance du bruit sera réduite par le facteur q . En pratique le filtrage s'obtient par un amplificateur à réaction dont le circuit de réaction comporte une ligne de retard de constante de temps T . Le facteur de réaction est de la forme $(1 - x) e^{-j\omega T}$. L'amplification en puissance est proportionnelle au facteur :

$$\frac{1}{x^2 + 2(1 - x)(1 - \cos \omega T)}$$

Ce facteur vaut $\frac{1}{x^2}$ pour $\omega T = 2k\pi$ c'est à dire

pour toutes les fréquences $\frac{1}{T}, \frac{2}{T}, \dots, \frac{N}{T}$ et il vaut $\frac{1}{2x^2}$

pour une variation $\Delta \omega = \pm \frac{T}{x}$ ce qui correspond

pour chaque fréquence à une bande passante

$\Delta f = \frac{x}{\pi T}$ d'où $q = \frac{\Delta F}{N \Delta f} = \frac{1}{T \Delta f} = \frac{\pi}{x}$. Pour avoir

$q = 100$ il faudrait avoir $x = 0,03$. En fait un réglage par réaction est toujours délicat et il est difficile d'obtenir cette valeur de x pour toutes les fréquences si bien que ce procédé apporte peu d'amélioration par rapport à la sommation visuelle.

Pour les appareils asdics $c = 1\,500$ mètres par seconde. Pour une distance de 4 500 mètres le temps T correspondant est de 6 secondes ce qui est déjà long. L'information totale découlant de la veille sur tout l'horizon est obtenue dans un temps beaucoup plus grand que ne le désireraient les utilisateurs. On pourrait penser qu'il en résulte immédiatement un gain sur la sensibilité. En adoptant $N = 100$, une bande de 16 cycles par seconde serait suffisante

pour une distance de 4 500 mètres. Mais nous avons supposé jusqu'ici que l'information donnée par la détection était toujours la même, c'est-à-dire encore les objets détectés immobiles. Or s'il existe une vitesse relative V entre l'émetteur et l'objet détecté, l'onde réfléchie subit par effet DOPPLER une variation de fréquence égale à $2 \frac{V}{c} F$, F étant la fréquence

de l'onde émise. Pour une fréquence d'émission de 15 kilocycles, ce qui correspond à la fréquence la plus basse des asdies, cette variation de fréquence vaut 10 V, V étant exprimée en nœuds. Si nous admettons $V = \pm 20$ nœuds il sera nécessaire de prévoir une bande passante de 400 cycles au lieu de la bande de 16 cycles qui correspondrait au meilleur rapport signal sur bruit.

L'effet DOPPLER entraîne la nécessité d'une bande plus large parce qu'il apporte une information supplémentaire. L'augmentation de la bande par le facteur $\frac{400}{16} = 25$ correspond à la possibilité de 25

fois plus d'informations supplémentaires. Celles-ci sont constituées par la possibilité d'apprécier 25 vitesses relatives possibles, c'est-à-dire des variations de vitesse relative de 1^{me}.

Mais si seulement nous importe la détection à la plus grande distance possible il faut s'affranchir de ces informations supplémentaires et récupérer le gain résultant de cette diminution dans la quantité d'information. La bande de fréquence indiquée ci-

dessus de $\frac{4 V_0}{c} F$, V_0 étant la vitesse relative maxima,

n'est nécessaire que pour l'amplification directe du signal ou l'amplification après une conversion de fréquence. Par contre une détection transforme le signal $A(t) \cos \Omega t$ en une impulsion basse fréquence $A(t)$ dont le spectre est indépendant de la fréquence porteuse Ω . Evaluons le gain théorique résultant d'une détection suivie d'un filtrage ne laissant passer que les fréquences de l'impulsion, c'est-à-dire correspondant à la bande passante $\Delta F = \frac{1}{\Delta T}$, ΔT

étant la durée de l'impulsion. Soit $b_0 \Delta f$ la puissance du bruit avant détection, Δf étant la bande imposée par l'effet DOPPLER. Après détection la densité

spectrale du bruit vaut $b_1 = 16 b_0^2 \Delta f \left(1 - \frac{f}{\Delta f}\right)$ si

la détection est quadratique (le signal $a \cos \Omega t$ est transformé en signal a^2) ou $b_2 = \frac{\pi}{4} b_0 \left(1 - \frac{f}{\Delta f}\right)$ si

la détection est linéaire (le signal $a \cos \Omega t$ est transformé en signal a). Dans une bande ΔF ($\Delta F \ll \Delta f$, ne comportant pas les composantes continues, la puissance du bruit vaudra $16 b_0^2 \Delta f \Delta F$ après

une détection quadratique et $\frac{\pi}{4} b_0 \Delta F$ après une détection linéaire.

Le signal se présente sous la forme $A(t) \cos \Omega t$. Le terme $A(t)$ représente une impulsion de durée T et d'amplitude A . La puissance de crête du signal vaut $\frac{A^2}{2}$. Sa puissance moyenne vaut $W_1 = \frac{A^2}{2} T F$

F étant la fréquence de répétition des impulsions. Nous pouvons écrire encore $W_s = \delta_s \Delta F$, ΔF étant la bande nécessaire pour laisser passer l'impulsion sans la déformer, ($\Delta F \simeq \frac{1}{T}$) et δ_s la densité

spectrale du signal que nous pouvons considérer constante dans l'intervalle ΔF . Cependant les détections ne transforment pas la densité spectrale du signal comme elles le font pour le bruit. En effet les phases du signal ne sont pas quelconques. Ceci signifie encore que la forme de l'impulsion du signal est bien définie. Après une détection nous avons encore une impulsion. En particulier l'impulsion détectée représente une puissance continue qui n'est que la $(TF)^e$ partie de la puissance de l'impulsion (Si A est l'amplitude de l'impulsion sa puissance moyenne vaut $A^2 T F$ et sa composante continue $A^2 T F$). Or soit une impulsion d'une durée de 0 seconde, 2 se répétant toutes les cinq secondes. La composante continue ne représentera qu'une fraction 0,04 de la puissance totale.

Nous aurons donc avantage pour détecter le signal à ne conserver après détection qu'une bande ΔF en excluant les composantes continues. Après une détection linéaire le rapport signal sur bruit vaudra :

$$\frac{1}{\pi} \frac{A^2}{b_0 \Delta F} = \frac{8 P}{\pi b_0 \Delta F}$$

et après une détection quadratique

$$\frac{A^4}{16 b_0^2 \Delta f \Delta F} = \left(\frac{P}{b_0 \Delta F}\right)^2 \times \frac{\Delta F}{4 \Delta f}$$

En réalité ces formules ne sont pas entièrement valables car le signal ne peut être traité indépendamment du bruit. Elles sont approximativement valables pour un signal fort. Pour des signaux faibles l'impulsion est affectée par le bruit si fortement que nous pouvons admettre que le signal se comporte comme un bruit. Alors le signal peut être considéré comme éprouvant les mêmes transformations que le bruit. Les densités spectrales de signal vaudront :

$$\delta_{s1} = 16 \delta_s^2 \Delta F \left(1 - \frac{f}{\Delta f}\right)$$

après une détection quadratique ou :

$$\delta_{s2} = \frac{\pi}{4} \delta_s \Delta F \left(1 - \frac{f}{\Delta f}\right)$$

après une détection linéaire, d'où il résultera, un rapport signal sur bruit $\frac{P}{2 b_0 \Delta F}$ après une détection

linéaire et $\left(\frac{P}{b_0 \Delta F}\right)^2 \frac{\Delta F}{2 \Delta f}$ après une détection qua-

dratique. Ces formules montrent qu'il y a avantage à utiliser une détection linéaire et que celle-ci, suivie d'un filtrage de bande ΔF , permet d'obtenir la sensibilité correspondant à la durée de l'impulsion, indépendamment de l'effet DOPPLER.

Nous avons vu qu'il était équivalent soit de disposer de n appareils, soit de multiplier par n la bande de fréquences et la puissance de l'appareil. Les appa-

reils à impulsion travaillent généralement à un plafond de puissance, soit dans les radars parce que le tube d'émission limite la puissance, soit dans les asdics parce que des effets de cavitation se produisent au-delà d'un certain niveau. Si la puissance d'un appareil est P une puissance nP ne pourra être obtenue que par n appareils.

Théoriquement si l'approximation $\Delta\theta$ d'un radar est divisée par un facteur q , le temps d'information restant le même, le gain dans le rapport signal sur bruit est q . Cependant si chaque secteur $\Delta\theta$ continue de recevoir un nombre assez élevé d'impulsions, la perte résultant de la diminution par un facteur q du nombre d'impulsions dans chaque secteur, se traduit par le facteur $\sqrt{q}$ seulement. Le gain final est donc $q\sqrt{q}$. Il y a donc tout avantage à avoir des faisceaux très directifs.

Les tubes de sortie conditionnent non seulement la puissance de crête mais aussi la puissance moyenne. Disposer de n radars permet d'augmenter la fréquence de répétition des impulsions. En ce cas le gain est seulement $\sqrt{n}$. Il sera de n^2 si chacun de ces appareils est affecté à un secteur différent, l'approximation $\Delta\theta$, ayant été divisée par ce chiffre n .

Dans les asdics la puissance moyenne n'est pratiquement pas limitée et il peut être envisagé de l'augmenter en augmentant la durée de l'impulsion. En ce cas n appareils émetteurs pourront être remplacés par un appareil distribuant successivement une impulsion ΔT à n secteurs. Si la réception est faite par n récepteurs l'équivalence sera complète avec n appareils. Si la réception est effectuée par un seul récepteur celui-ci devra balayer les n secteurs dans le temps ΔT si bien que les impulsions reçues n'auront qu'une durée $\frac{\Delta T}{n}$ avec une définition correspondant seulement à ΔT . La perte de sensibilité serait la même avec n appareils émetteurs et seulement un récepteur. En ce cas les informations relatives aux n secteurs arrivent en même temps. S'il n'y a qu'un seul récepteur il ne peut capter de chacune que la fraction de puissance $\frac{1}{n}$.

b) *Appareils à modulation de fréquence.* — Dans les appareils à modulation de fréquence la fréquence émise F est fonction du temps $F(t)$. L'onde réfléchie par un obstacle fixe, situé à la distance d se présente à son tour comme une onde $F(t - t_1)$ avec $t_1 = \frac{2d}{c}$.

À un instant donné les diverses ondes réfléchies se présentent comme des ondes de fréquences différentes ce qui permet de les différencier, donc de situer les divers obstacles les ayant réfléchies. Pour ce faire si nous supposons que ces diverses fréquences occupent une bande B , cette bande B est explorée dans un temps T avec une précision ΔF . Il en résulte que nous pouvons situer ainsi N obstacles avec $N = \frac{B}{\Delta F}$.

Par ailleurs chaque obstacle se présentera à la sortie de l'appareil faisant l'exploration des fréquences comme une impulsion de durée $\Delta T = \frac{T}{N}$ si bien que

la bande passante de cet appareil, c'est à dire précisément ΔF devra satisfaire à la relation :

$$\Delta F \geq \frac{N}{T}$$

ce qui s'écrit encore :

$$(\Delta F)^2 \geq \frac{B}{T}$$

relation de base pour les appareils à modulation de fréquence.

Soit P_0 la puissance de l'appareil émetteur, puissance qui sera constante au cours du temps et de ce fait beaucoup plus petite que la puissance de crête P des appareils à impulsions mais comparable à leur puissance moyenne. Chaque obstacle se présentant en définitive sous la forme d'une impulsion $\Delta T = \frac{T}{N}$ la sensibilité de l'appareil sera proportionnelle au facteur $\frac{P_0 T}{b_0 N}$. Pour qu'un radar à modulation de fréquence soit supérieur à un radar à impulsion il faut que ce facteur soit supérieur au facteur $P_0 \frac{\sqrt{T_1 T_2}}{b_0}$ (T_1 étant le temps de sommation, T_2 la période de récurrence des impulsions) de cet appareil-ci.

Si les deux appareils ont même puissance moyenne et même qualité de réception la condition s'écrit : $\frac{T}{N} > \sqrt{T_1 T_2}$. Ces formules sont très explicites. L'appareil à impulsion présente l'avantage de faire capter par le récepteur toute la puissance réfléchie par l'obstacle tandis que dans l'appareil à modulation de fréquence le récepteur n'en capte que la fraction $\frac{1}{N}$. Mais T_1 et T_2 doivent pratiquement être considérés comme des données tandis que le temps T peut être arbitrairement fixé. En outre l'appareil à modulation de fréquence peut s'adapter à une zone de faible profondeur où, même avec une bonne définition, N sera faible. Si nous comparons un asdic à

impulsion où le facteur vaut $\frac{P_0 T}{2 b_0}$ et un asdic à modulation de fréquence où le facteur vaudrait $\frac{P_0 T}{b_0 N}$, il

faut tenir compte du fait que la puissance limitée est la puissance de crête et non la puissance moyenne si bien que le facteur de l'appareil à impulsion doit être écrit $\frac{P T}{2 b_0 N}$. L'asdic à modulation de fréquence permettrait donc un gain par un facteur 2 mais au prix d'une dépense d'énergie N fois plus grande.

Examinons comment en pratique se présente une telle modulation. Les diverses ondes de retour correspondant aux distances $d_1, d_2, \dots$ à savoir $F(t - t_1), F(t - t_2), \dots$ sont mélangées à une onde locale à fréquence variable $G(t)$ si bien que nous obtenons les fréquences :

$$\begin{aligned} f_1 &= F(t - t_1) - G(t) \\ f_2 &= F(t - t_2) - G(t) \end{aligned}$$

Un filtre de bande F ne laisse passer que la fréquence f_0 si bien qu'il en résulte la relation suivante entre t et d :

$$f_0 = F\left(t - \frac{2d}{c}\right) - G(t)$$

Si nous voulons avoir une relation linéaire entre t et d la solution la plus simple est de prendre F et G linéaires soit :

$$F(t) = \alpha t \quad G(t) = \beta t - f_1$$

$$\text{d'où : } d = \frac{c(\alpha - \beta)}{2\alpha} t + \frac{c(f_1 - f_0)}{2\alpha}$$

Cette formule de la forme générale :

$$d = Vt + d_0$$

nous indique qu'avec un tel appareil nous pouvons par le choix des paramètres α , β , f_1 , f_0 choisir V indépendamment de la vitesse de propagation c et commencer la détection à une distance d_0 non nulle. C'est là une caractéristique fondamentale des appareils à modulation de fréquence qui de ce fait, se montrent plus souples pour adapter leurs caractéristiques d'une part aux nécessités de l'exploitation d'autre part aux conditions techniques optima.

Ainsi s'il nous suffit de détecter sur une profondeur de 20 kilomètres seulement un objet situé à grande distance, un radar à modulation de fréquence d'une puissance de 1 kilowatt explorant la zone en une seconde avec une précision de 600 mètres ($N = 33$) sera équivalent théoriquement à un radar émettant des impulsions de 2 microsecondes d'une puissance de crête de 5 mégawatts avec une fréquence de répétition de 100 ($T_2 = \frac{1}{100}$, $T_1 = \frac{1}{10}$ les puis-

sances moyennes des deux appareils sont les mêmes). De même un asdic à modulation de fréquence peut donner plus fréquemment des informations et sa bande est toujours adoptée au maximum de sensibilité. L'effet DOPPLER se traduit par une distance erronée.

Bien entendu les fonctions $F(t)$ et $G(t)$ ne peuvent croître indéfiniment, le balayage de fréquence $F(t)$ s'effectue en dents de scie avec une période de recurrence T_1 . La période de recurrence de $G(t)$ égal à T ne peut être supérieure à T_1 (fig. 3).

D'autre part T doit avoir une valeur supérieure à $\frac{2D}{c}$.

La bande B de la formule ci-dessus vaut $(\alpha - \beta)T$ si bien que la relation de base s'écrit encore :

$$\Delta F^2 \geq (\alpha - \beta)$$

mais il importe de souligner, qu'en raison du balayage en dents de scie de période T , la finesse d'appréciation de la fréquence f_0 c'est à dire la bande ΔF ne peut être inférieure à $\frac{1}{2T}$

Ceci s'applique particulièrement aux altimètres pour lesquels $\alpha = \beta$ et la fréquence

$$f = F(t) - G(t) = f_1 - \frac{2\alpha}{c} d$$

paraît constante pour une distance d mais en réalité elle comporte un spectre de bande $\frac{1}{T}$ si bien que

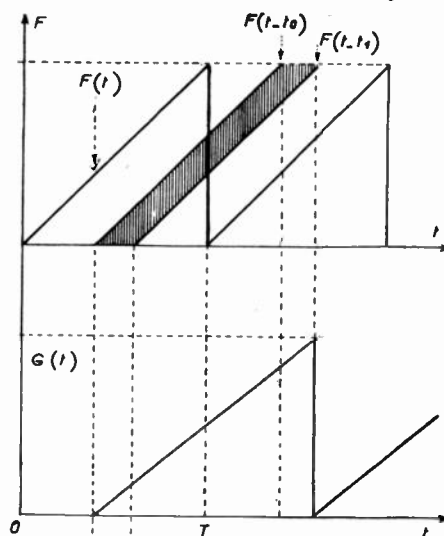


FIG. 3

la précision en hauteur découle des formules suivantes :

$$\Delta f \geq \frac{1}{2T} \text{ et } \Delta f = \alpha \Delta T = \frac{2\alpha}{c} \Delta h$$

$$\text{d'où : } \Delta h \geq \frac{c}{4} \frac{1}{T\alpha}$$

αT représente l'excursion totale de fréquence f de la fonction $F(t)$. La formule s'écrit encore :

$$\Delta h \geq \frac{c}{1} \frac{1}{\Delta f}$$

qui correspond bien à la formule générale de l'information par ondes :

$$2 \Delta t \times \Delta f \geq 1$$

Ici encore l'effet de sommation apporte une précision un peu plus grande que celle découlant de cette formule.

Indiquons encore car ceci a été réalisé que nous pouvons avoir la relation linéaire $d = Vt + d_0$ par deux fonctions $F(t)$ et $G(t)$ identiques. Posons en effet :

$$F(t) = \alpha \log \left[\frac{t}{t_0} + 1 \right]$$

$$\text{il vient : } f_0 = \alpha \log \frac{t - \frac{2d}{c} + t_0}{t + t_0}$$

$$\begin{aligned} \text{ou encore : } \frac{2d}{c} &= t \left(1 - e^{\frac{f_0}{\alpha}} \right) + t_0 \left(1 - e^{\frac{f_0}{\alpha}} \right) \\ &= (t + t_0) \left(1 - e^{\frac{f_0}{\alpha}} \right) \end{aligned}$$

Cette relation est bien de la forme $d = Vt + d_0$ mais la fréquence f n'est pas associée linéairement à t ni à d . Nous avons pour d constant

$$\frac{\Delta f}{\alpha} = \frac{\Delta t}{t - \frac{2d}{c} + t_0} - \frac{\Delta t}{t + t_0} = \Delta t \frac{\frac{2d}{c}}{(t + t_0) \left(t + t_0 - \frac{2d}{c} \right)}$$

La relation de base s'écrit :

$$(\Delta f)^2 \geq \frac{\frac{2d\alpha}{c}}{(t + t_0) \left(t + t_0 - \frac{2d}{c} \right)}$$

ou :

$$(\Delta f)^2 \geq \frac{c\alpha \left(1 - \frac{f_0}{c\alpha} \right)^2}{2d \frac{f_0}{c}}$$

La bande optima varie suivant la distance. Ceci est très gênant car un appareil de détection ne se propose pas seulement de détecter à la plus grande distance possible (il suffirait d'adopter la bande pour cette distance) mais aussi de déceler à une distance donnée les plus petits objets. Cependant la formule ci-dessus montre qu'en adoptant la valeur correspondant à la plus grande distance D la perte de sensibilité pour la distance d sera proportionnelle au rapport $\sqrt{\frac{D}{d}}$. Comme la puissance varie avec la distance dans un rapport beaucoup plus important la qualité de l'appareil ne s'en trouvera pratiquement pas affectée.

Les relations ci-dessus paraissent indiquer bien des avantages pour les appareils à modulation de fréquence. Cependant il n'en existe pratiquement pas. Il convient d'examiner quelles limitations pratiques ont empêché leur développement.

Leur modulation exige une bande Δf relativement importante. Cette bande Δf vaut d'après les relations ci-dessus :

$$\Delta f \geq \frac{N^2}{T} \frac{\alpha}{\alpha - \beta} = \frac{N^2}{T} \frac{c}{2V} = \frac{N^2 c}{2D}$$

Reprenons l'exemple d'un radar destiné à détecter sur une zone de 20 kilomètres avec une précision de 600 mètres soit $N = 32$. Il vient $\Delta f = 7,5$ mégacycles. Mais en ce qui concerne les radars ceci n'est pas le point le plus important car il est possible de moduler un klystron de 10 cm sur une bande d'une dizaine de mégacycles et l'avantage de sensibilité résultant de la formule théorique est suffisant pour justifier un tel appareil destiné à la veille à grande distance. La plus grande difficulté pratique provient du bruit créé par l'émetteur même. En effet supposons que nous cherchions une détection à la distance D_1 . L'onde émise sera $F(t)$ et l'onde réfléchie

$$F(t - t_1) \text{ avec } t_1 = \frac{2D_1}{c} = 10^{-8} \text{ seconde. Ces deux}$$

ondes auront un écart de fréquence de valeur :

$$\alpha t_1 = \frac{2D_1}{c} \cdot \frac{\Delta f}{T} = \frac{N^2}{T} \times \frac{D_1}{D}$$

soit dans l'exemple ci-dessus où $N = 33$, un écart de fréquences de 7 000 périodes par seconde. Pour un appareil à modulation de fréquence il est indispensable de prévoir deux antennes, une d'émission, une de réception. Mais même en prenant des précautions, sauf si les deux aériens sont très éloignés l'un de l'autre, il existe une certaine fuite de l'émetteur vers le récepteur. Une fréquence d'émission de l'ordre de 3×10^9 c/s n'est généralement pas définie avec une précision de 10^{-6} et le signal $F(t)$ s'accompagne d'un bruit important autour de la fréquence $F(t - t_1)$. En définitive le bruit dans le récepteur n'est pas uniquement le bruit $b_0 \Delta F$ dû aux fluctuations naturelles mais il s'accompagne d'un bruit $b_1 P$ proportionnel à la puissance de l'émetteur. Lorsque $b_1 P$ dépasse $b_0 \Delta F$ il est inutile d'augmenter P , le rapport signal sur bruit est devenu une constante indépendante de P . Pour les radars à modulation de fréquence jusqu'ici réalisés, ce chiffre P se situe à quelques dizaines de watts.

Pour les appareils asdics la bande Δf nécessaire ne paraît pas prohibitive quoiqu'elle l'était pour les premiers appareils réalisés à quartz ou à magnétostriktion qui possédaient une fréquence de résonance de très faible largeur de bande. Avec $D = 4,5$ km $N = 100$ il vient

$$\Delta f = \frac{N^2 c}{2D} = 1\,600 \text{ p/s.}$$

Notons que si le temps T_1 vaut plusieurs fois le temps T la formule donnant Δf devient :

$$\Delta f = \frac{T_1}{T} \frac{N^2 c}{2D}$$

Comme T_1 doit être plus élevé que $\frac{2D}{c}$ il est nécessaire dans un asdic où ce temps est déjà élevé que T soit inférieur à T_1 . La formule ci-dessus conduit alors à une bande difficilement réalisable.

Cependant en adoptant par exemple $T_1 = 20$ secondes, $T = 2$ secondes et $N = 30$ nous aurions $\Delta f = 1\,600$ c'est-à-dire des valeurs tout à fait acceptables. On aurait aussi $B = 450$ $\Delta F = 15$. La sensibilité de l'appareil correspondrait exactement à la bande ΔF et toute la distance serait explorée dans un temps seulement de 2 secondes. Mais un effet DOPPLER de valeur moyenne correspondant à une vitesse de 10 nœuds entraînerait une erreur de 30 % sur la distance. Par ailleurs l'émission continue pourrait être une gêne pour les autres appareils.

En conclusion si la formule de base paraît indiquer des avantages théoriques pour les appareils à modulation de fréquence, les conditions d'utilisation et les données techniques font des appareils à impulsion les meilleurs appareils de détection dans la généralité des cas.

LENTILLES - RÉSEAUX POUR ONDES CENTIMÉTRIQUES

PAR

J. MOUSSIEGT

Docteur ès-Sciences

Chef de travaux à la Faculté des Sciences de Grenoble

I. Principe.

Les lentilles à diélectrique artificiel pour ondes centimétriques imaginées par W. E. Kock (Metallic delay-lenses, Bell System Technical Journal, 27, 1948, 58-82) sont constituées de très nombreuses particules, dont les dimensions et les intervalles sont petits vis-à-vis de la longueur d'onde. Elles se comportent comme les lentilles de l'optique, intervenant par un indice de réfraction. En réglant la longueur des trajets dans ce milieu, on peut à partir d'une source ponctuelle créer un faisceau d'ondes planes.

Il paraît possible de réaliser un assemblage de particules beaucoup moins compact, avec des intervalles de l'ordre de la longueur d'onde, permettant de produire avec les ondes centimétriques un phénomène analogue à celui de Bragg pour les rayons X. On se propose donc de constituer, non un milieu de polarisabilité constante, mais un réseau, dont les nœuds seront placés de façon que les vibrations réémises par diffraction se trouvent en phase dans un plan perpendiculaire à une direction privilégiée.

Nous donnons au système une symétrie voisine d'une symétrie de révolution, c'est-à-dire que nous plaçons les nœuds du réseau sur des circonférences ayant un axe commun, qui est parallèle à la direction de réémission.

Considérons une source ponctuelle placée sur cet axe et déterminons la structure du système d'abord dans un plan passant par l'axe, que nous appellerons pour plus de commodité : plan méridien. Il s'agit de disposer dans ce plan les nœuds, que nous supposons aussi ponctuels. Ensuite, par rotation autour de l'axe, chaque nœud engendrera une circonférence. Sur les circonférences obtenues nous aurons enfin à placer des nœuds pour avoir la structure en volume de la lentille.

Soient dans le plan méridien (fig. 1) deux axes rectangulaires Ox et Or, le premier suivant l'axe de la lentille, l'origine étant prise à la source.

Appelons φ_0 la phase de la vibration diffractée par un nœud par rapport à la vibration incidente (φ_0 est positif si c'est une avance) ; on la supposera constante quand l'incidence varie. Soit δ_0 le trajet optique équivalent :

$$\varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} \delta_0.$$

La vibration réémise par le nœud N parallèlement à Ox est en phase avec la vibration envoyée

directement par la source dans la même direction si, avec les notations de la figure 1 :

$$\rho - \delta_0 = x + k\lambda$$

$$(1) \quad \sqrt{x^2 + r^2} - x = \delta_0 + k\lambda,$$

k étant un nombre entier, ou :

$$(2) \quad r^2 = 2x(\delta_0 + k\lambda) + (\delta_0 + k\lambda)^2$$

Cette équation représente une famille de paraboles sur lesquelles il faut placer les nœuds dans le plan méridien (fig. 2).

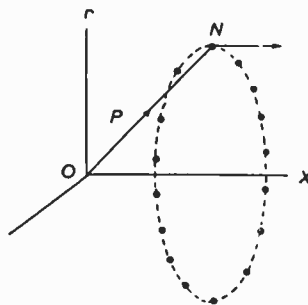


FIG. 1

Pour simplifier la construction on disposera ces nœuds dans des plans équidistants perpendiculaires à l'axe (trois de ces plans sont représentés par leur trace en pointillé sur la figure 2).

Considérons un tel cercle de nœuds dans un plan. Si l'on déplace ce plan par translation suivant la direction de l'axe, on doit trouver une émission maximum pour chaque valeur de x satisfaisant à l'équation (1), k prenant les valeurs entières successives.

Dans des positions intermédiaires on doit observer des minima lorsque la vibration résultante des nœuds se trouve en opposition de phase avec la vibration issue directement de la source. Alors :

$$(3) \quad \sqrt{x^2 + r^2} - \delta_0 = x + \frac{\lambda}{2} + k\lambda$$

$$(4) \quad r^2 = 2x\left(\delta_0 + \frac{\lambda}{2} + k\lambda\right) + \left(\delta_0 + \frac{\lambda}{2} + k\lambda\right)^2$$

Par déplacement du plan de nœuds et repérage de la position des maxima et minima d'émission on

peut donc déterminer expérimentalement l'inconnue δ_0 qui servira au calcul de la lentille.

En toute rigueur, les positions déterminées pour les maxima et les minima par les équations (2)

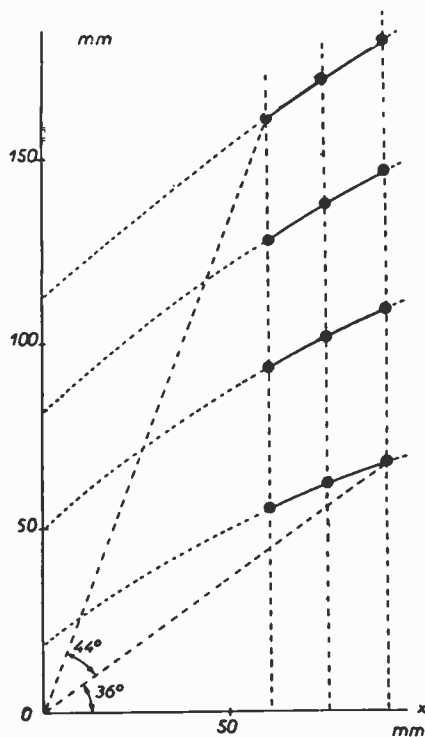


FIG. 2

et (4) ne sont qu'approchées. Désignons en effet par V_{dir} et V_{diff} , d'amplitudes respectives A et A' , la vibration envoyée directement par la source suivant Ox et la résultante des vibrations diffractées par un cercle de nœuds. Soit ψ le déphasage dans le cas général, c'est-à-dire pour une position quelconque du plan de nœuds (fig. 3).

La vibration résultante a une amplitude R telle que :

$$R^2 = A^2 + A'^2 + 2AA' \cos \psi$$

$$\mu^2 = \left(\frac{R}{A}\right)^2 = 1 + 2m \cos \psi + m^2$$

en posant :

$$m = \frac{A'}{A}$$

Les extréma de R s'obtiennent par la relation :

$$0 = \mu \frac{d\mu}{dx} = m \frac{dm}{dx} + \frac{dm}{dx} \cos \psi - m \sin \psi \frac{d\psi}{dx}$$

ou

$$m \sin \psi \frac{d\psi}{dx} = (m + \cos \psi) \frac{dm}{dx}$$

Nous avons donc négligé dans les calculs précédents la variation de $m = A'/A$ avec x , ce qui donnait en faisant dm/dx nul :

$$\sin \psi = 0$$

Vérification expérimentale de l'effet de diffraction et mesure de δ_0 .

Avant de pousser plus loin la théorie nous avons étudié rapidement le comportement d'une ébauche de lentille de ce genre et auparavant vérifié l'effet prévu de la diffraction d'un cercle de nœuds.

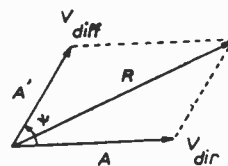


FIG. 3

A cet effet nous disposions d'un émetteur comprenant un klystron associé à un guide d'ondes avec ondemètre et pont de mesure d'impédance ; le guide était excité suivant le mode H_{01} sur la longueur d'ondes $3,155 \text{ cm} \pm 0,003 \text{ cm}$ (longueur d'onde dans l'espace illimité) ; il était fermé par un écran de cuivre percé d'une fente rectangulaire centrale parallèle au grand côté de la section droite ; cette fente de 16 mm sur 4 mm constituant un doublet magnétique résonnant servait de source, son centre étant substitué à la source ponctuelle du calcul théorique. Le champ électrique sur l'axe était vertical.

Le récepteur était un cornet pyramidal dont la grande base avait 168 mm (suivant l'horizontale) sur 156 mm (suivant la verticale), la petite base de 22,5 mm sur 10 mm étant soudée à l'extrémité d'un guide d'ondes pour 3,2 cm ; la hauteur du tronc de pyramide était de 213 mm. Le guide alimentait un cristal et un piston sans contact permettait de réaliser l'accord, mis en évidence par la déviation du galvanomètre associé au cristal.

Les nœuds du réseau n'étaient pas ponctuels, mais étaient constitués de bandes d'aluminium rectangulaires de 5/100 mm d'épaisseur, de 16 mm sur 4 mm, la plus grande dimension étant verticale, c'est-à-dire parallèle au champ électrique de la source sur l'axe. Le plan des lames était confondu avec le plan porte-nœuds perpendiculaire à l'axe. Il nous a paru intéressant d'utiliser ainsi des dipôles sensiblement en résonance pour renforcer l'efficacité du système. Un essai préalable avec l'écran complémentaire d'un plan de nœuds, mais dont les ouvertures étaient des fentes horizontales, nous a montré que l'émission était bien plus intense avec ces fentes résonnantes qu'avec des trous circulaires ayant sensiblement même surface, comme on pouvait raisonnablement s'y attendre. Ce sont les centres des doublets résonnants qui occupent la position théorique des nœuds ponctuels sur une circonférence (fig. 4).

Les plans dans lesquels étaient répartis les nœuds étaient matérialisés par des fils parallèles de nylon de 0,1 mm de diamètre, équidistants de 16 mm, tendus sur des cadres en bois carrés (dimension intérieure : 46 cm). En réalité les lamelles servant de dipôles induits avaient une longueur de 21 mm, les extrémités rabattues du côté de la source permettaient de les accrocher à deux fils voisins en réduisant leur longueur utile à 16 mm, demi-longueur d'onde.

On a étudié l'effet d'un cercle de nœuds isolé, dont on a fait varier le rayon, en fonction de l'abscisse x mesurée à partir de la fente-source.

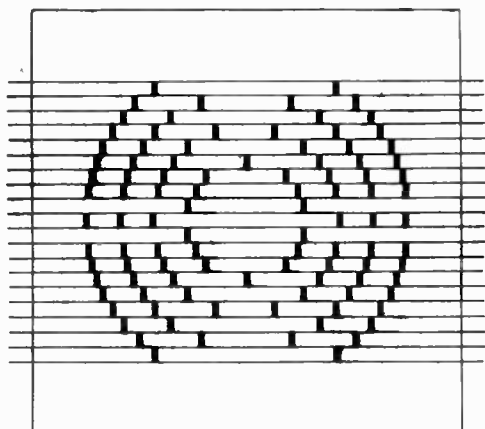


FIG. 4

Avec un rayon de 83,5 mm et 14 lamelles on a par exemple obtenu la courbe de la figure 5.

D'après (1) et (3) les maxima et minima correspondent respectivement à :

$$\frac{\sqrt{x^2 + r^2} - x}{\lambda} = \frac{\varphi_0}{2\pi} + k \quad \left(\varphi_0 = \frac{2\pi \delta_0}{\lambda} \right)$$

$$\frac{\sqrt{x^2 + r^2} - x}{\lambda} = \frac{\varphi_0}{2\pi} + k + \frac{1}{2}$$

Le calcul effectué sur l'exemple précédent donne au premier membre les valeurs 2,07 et 1,11 pour les minima et 1,66 pour le maximum. On passe donc bien d'une valeur à l'autre par une variation de 0,5. En faisant varier le rayon on suit de proche en proche chaque extremum et la courbe correspondante représentant x en fonction de r pour un maximum ou un minimum est bien une droite, conformément aux équations (2) et (4). L'abscisse à l'origine de cette droite et sa pente donnent respectivement

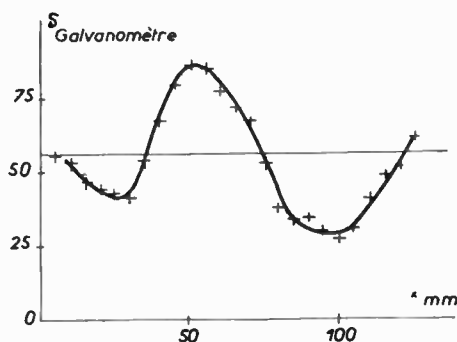


FIG. 5

$(\delta_0 + k\lambda)^2$ et $2(\delta_0 + k\lambda)$. On détermine ainsi k sans ambiguïté, bien que la précision soit médiocre.

A partir de là il nous a été possible de déterminer δ_0 avec une série de maxima et de minima. La valeur moyenne de 28 mesures est :

$$\frac{\delta_0}{\lambda} = \frac{\varphi_0}{2\pi} = 0,62,$$

ce qui donne $\delta_0 = 20$ mm, avec des écarts de 10 % en moyenne.

La réémission par un nœud se fait donc avec une avance de phase $1,24\pi$ (ou un retard de $0,76\pi$).

On n'a pu mettre en évidence de variation systématique nette de δ_0 en fonction du rayon r ou de l'angle d'incidence de la vibration issue de la fente-source. L'approximation faite en négligeant la variation de l'amplitude de la vibration diffractée en fonction de la distance à la source (ou de x , pour r donné) et l'hypothèse d'un δ_0 constant sont donc pratiquement suffisantes pour la détermination des abscisses correspondant à un maximum d'émission.

II. Construction et performances d'une ébauche de lentille-réseau.

Au moyen de la valeur δ_0 déterminée comme on vient de l'indiquer, on s'est proposé de construire un modèle de lentille ne comportant que trois plans de nœuds. Le calcul a donné pour les rayons des circonférences sur lesquelles doivent être répartis les nœuds les valeurs suivantes :

RAYONS DES CERCLES DE NŒUDS EN MM
(entre parenthèses : nombres de nœuds)

x (mm)	k	0	1	2	3	nombres de nœuds
60		54,5 (12)	92,5 (20)	127 (30)	160 (38)	100
75,5		61 (12)	100 (22)	137 (30)	172 (38)	102
91		67 (14)	109 (24)	146 (34)	182 (38)	110
					Total :	312

L'équidistance des plans a été prise voisine de la demi-longueur d'onde. La distance moyenne entre centres de nœuds consécutifs sur une même circonférence est légèrement inférieure à la longueur d'onde (de 25 à 30 mm). Mais au voisinage des points à tangente verticale, les distances relatives, avec le mode de construction utilisé, sont beaucoup plus petites. On pouvait donc craindre que les interactions entre nœuds voisins perturbent le fonctionnement de la lentille calculée aussi simplement.

Aussi avons-nous reconstruit empiriquement la lentille à partir du premier cercle du plan $x = 60$ mm en ajoutant un cercle de nœuds à la fois en déterminant par tâtonnement le rayon optimum, c'est-à-dire donnant dans le récepteur le plus grand champ possible. Les écarts observés avec les rayons théoriques ont été le plus souvent faibles (au plus 2 %) ; seuls deux écarts atteignent 10 %. Par conséquent le calcul a priori de la position des nœuds par la formule (2) paraît très valable.

Adaptation de la charge (fente-source et lentille) au guide.

Il était intéressant d'adapter l'impédance de charge à l'impédance caractéristique du guide d'ondes pour émettre la plus grande puissance possible.

L'impédance à l'extrémité du guide d'ondes dans le plan de la fente rayonnante a été mesurée à partir de la position des minima des ondes stationnaires dans le guide d'ondes et du taux d'ondes stationnaires ρ . Aux minima du champ électrique l'impédance est réelle et égale à $1/\rho$. On passe à l'impédance à l'extrémité du guide en utilisant le diagramme de Smith.

L'ébauche de lentille étudiée associée à la fente-source de 16 mm sur 4 donnait une impédance réduite (c'est-à-dire rapportée à la résistance caractéristique du guide supposé sans pertes) égale à $0,82 - 0,75j$ pour la longueur d'ondes de 3,155 cm. On a placé une vis de 3 mm de diamètre plongeant dans le guide, au centre du plus grand côté de la section droite, à une distance de la fente égale aux trois-quarts de la longueur d'onde dans le guide. Les deux paramètres permettant de réaliser l'adaptation sont la profondeur de la vis et une dimension de la fente ; il a été commode de porter la longueur de celle-ci à 16,8 mm et d'agir ensuite sur la largeur que l'on a augmenté progressivement jusqu'à 5,5 mm ; pour cette valeur, à l'accord (obtenu par la vis) la résistance de charge réduite était de 1,02 ; on aurait obtenu exactement 1,00 avec une largeur un peu moindre.

Diagramme de rayonnement et gain.

Ce réglage étant effectué, on a relevé le diagramme de rayonnement en plein air en disposant l'émetteur sur une plateforme mobile dont l'axe de rotation vertical passait par le centre de la lentille. Le cornet récepteur était à 9 m de la lentille et l'axe du faisceau diffracté se trouvait à 2 m au-dessus du niveau de la terrasse utilisée.

On n'a décelé aucun lobe secondaire de moins de 17 décibels par rapport au lobe central, l'incertitude des mesures de puissance par la déviation du galvanomètre récepteur étant de l'ordre de 2 % du maximum, du fait de perturbations d'origine industrielle. La forme du diagramme de rayonnement dans le plan horizontal (perpendiculaire au champ électrique) est donnée dans la figure 6.

La puissance émise est réduite à la moitié du maximum à 30° de part et d'autre de la direction de l'axe. Le gain en puissance est de 42, si l'on suppose que le diagramme de rayonnement dans l'espace



FIG. 6

est de révolution. Pratiquement, dans le plan vertical contenant le champ électrique, on a vérifié qu'il a dans un angle de 30° la même forme que dans le plan horizontal.

On remarquera qu'il n'y a pas de rayonnement vers l'arrière dans la direction de l'axe, car la condition de concordance de phase exigerait le changement de x en $-x$ dans la relation (2) fixant les rayons r .

Remarques sur la lentille.

La face d'entrée de la lentille est seulement à 6 cm de la source, l'épaisseur est de l'ordre de 3 cm comme la longueur d'onde, le diamètre maximum des cercles porteurs de nœuds est de 37,5 cm. L'encombrement est donc faible. Le résultat, même si le gain n'est pas élevé, est encourageant, puisque l'on peut augmenter le nombre de dipôles en agissant sur les dimensions de la lentille. On peut aussi l'améliorer en plaçant davantage de nœuds sur chaque cercle ou en resserrant les plans de nœuds.

Notons aussi que la partie centrale du volume occupé par l'ensemble ne joue aucun rôle, le plus petit diamètre de cercle porte-nœuds étant supérieur à 10 cm. La figure 2 qui reproduit la structure de la lentille dans un plan méridien montre que les rayons utiles issus de la source sont compris dans un angle restreint, étant donnée la proximité de la source. En outre, circonstance aggravante, la direction de ces rayons est très éloignée de celle de l'axe, ce qui entraîne une double conséquence : le champ émis par la source est notablement moindre que dans une direction normale et, l'angle d'incidence sur les dipôles induits étant élevé, l'énergie reçue par ces derniers est nettement moindre que sous une incidence plus proche de la normale.

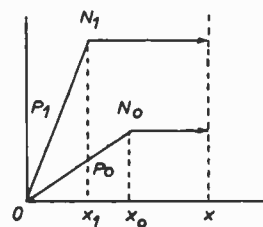


FIG. 7

Pour remédier à ce défaut, il est possible de ne plus s'astreindre à avoir des vibrations réémises en phase avec la vibration directe dans la direction de l'axe. Ce sera sans inconvénient si la contribution de cette vibration directe est petite devant les effets de la diffraction, ce qui sera le cas aux gains élevés.

La condition fixant la position relative de deux nœuds exprimera simplement que les vibrations diffractées correspondantes sont en phase, c'est-à-dire avec les notations précédentes (fig. 7) :

$$(5) \quad \rho_1 - \delta_0 + x - x_1 = \rho_0 - \delta_0 + x - x_0 + k\lambda$$

$$\rho_1 - x_1 = \rho_0 - x_0 + k\lambda.$$

L'avance δ_0 introduite par les nœuds disparaît ou, si l'on veut, en comparant (1) et (5), δ_0 est remplacé par $\rho_0 - x_0$ que l'on peut choisir arbitrairement. En prenant un nœud de référence N près de l'axe, la partie centrale du volume d'encombrement de la lentille sera bien utilisée.

En terminant il m'est agréable d'exprimer ma reconnaissance à Monsieur J. BENORT, Professeur à la Faculté des Sciences de Grenoble et Directeur du Laboratoire « Haute-Fréquence » de l'Institut Polytechnique, qui a bien voulu me recevoir dans son laboratoire et mettre à ma disposition le matériel nécessaire et ses conseils éclairés.

LES RÉCEPTEURS DE BRUITS RADIOÉLECTRIQUES

II. — FLUCTUATIONS DE GAIN DANS LES RADIOMÈTRES EMPLOI D'UNE MODULATION (Suite) ⁽¹⁾

PAR

J. L. STEINBERG

Docteur ès Sciences

Maître de recherches au C.N.R.S.

Laboratoire de Physique de l'École Normale

Bruit dû aux « fluctuations du gain ».

DICKE a constaté le premier [6] et nous avons vérifié dans des cas variés qu'il existe dans les amplificateurs des sources de fluctuations supplémentaires. On constate, en effet, que les fluctuations d'un appareil de mesure de bande passante connue sont considérablement plus grandes que celles que la théorie prévoit.

Il est clair que, si le gain total G de l'amplificateur varie au hasard, de telle façon que la fluctuation résultante ait des composantes notables de fréquences voisines de zéro, les fluctuations des appareils de mesure seront augmentées.

Il est bien connu, d'ailleurs, que l'amplification d'un récepteur à grand gain dépend étroitement des tensions d'alimentation, aussi bien des tensions des électrodes que des tensions de chauffage des filaments. L'expérience montre, par exemple, qu'une variation de 20 % sur la tension de filament d'un amplificateur à 6 lampes ayant un gain de 10^6 entraîne une variation correspondante de 20 % sur le gain. On appelle couramment ces variations des « dérives ». Mais l'inertie thermique des filaments et celle des alimentations en tension plaque utilisées habituellement est telle que l'on imagine difficilement qu'il puisse exister des composantes de ces dérives de fréquence supérieure à 10 périodes/seconde. Or, DICKE indique des spectres s'étendant bien jusqu'à ces fréquences, mais notre étude a montré qu'ils s'étendent souvent beaucoup plus loin. Ce résultat, sur lequel nous reviendrons, exclut la possibilité de remédier à cet inconvénient en stabilisant mieux les sources d'alimentation.

Introduction d'une modulation.

L'idée d'introduire une modulation artificielle du signal de bruit reçu de l'antenne revient, semble-t-il, à DICKE, qui a, ainsi, voulu éliminer les fluctuations du gain et atteindre la sensibilité limite théorique. D'une façon générale, ce procédé est utilisé en Physique toutes les fois que l'appareil de mesure n'est pas fidèle au cours du temps. Rappelons notamment le cas de la photométrie photoélectrique qui est tout-à-fait comparable.

L'appareil construit par DICKE comprend un « modulateur » qui remplace l'antenne par une source à température connue et fixe, 30 fois par seconde. Le signal qui sort du récepteur est amplifié et filtré à 30 Hz, puis mélangé avec un signal à 30 périodes synchrone de la modulation. L'analyse du fonctionnement de ce système, que nous ferons plus loin, montre qu'il équivaut à la comparaison cyclique d'un étalon et de la source à étudier, avec une période faible par rapport aux fluctuations possibles de l'amplificateur. L'indication que l'on recueille à la sortie est ainsi proportionnelle à la différence des températures de l'étalon et de la source, et la mesure de cette différence dépend encore des variations de gain du récepteur, si elles sont lentes par rapport à la période de commutation. Les dérives, proprement dites, dues à des variations lentes des tubes ou des tensions d'alimentation ne sont donc pas éliminées. Elles ne peuvent l'être que dans un appareil de zéro analogue à celui proposé par RYLE et qui sera décrit plus loin.

II. - ETUDE THÉORIQUE DU PROCÉDÉ DE MODULATION

A propos des avantages de la modulation, beaucoup d'idées ont été émises. Mais il ne semble pas

⁽¹⁾ Voir Onde Electrique de Novembre 1952 (N° 308) pages 445 à 455.

que dans le cas présent, le problème ait été définitivement tranché.

Il est certain, que si les fluctuations dues aux variations du gain sont importantes par rapport aux fluctuations normales, la modulation apportera un gain de la sensibilité limite, si elle est faite à une fréquence assez élevée.

Pour analyser les phénomènes, nous avons étudié le problème suivant :

Considérons un courant de fluctuation représenté par :

$$I(t) = \sum_1^N c_n \cos(\omega_n t - \varphi_n)$$

et appliquons lui une modulation en ondes carrées de la forme :

$$P(t) = 1 + \mu p(t)$$

où $p(t)$ est une onde carrée de fréquence fondamentale φ et d'amplitude 1.

Cette modulation sera appliquée à la densité spectrale énergétique, c'est-à-dire aux coefficients c_n . On pourrait objecter que ces coefficients sont eux mêmes des moyennes quadratiques et se demander si la modulation d'une telle moyenne a un sens. Mais il ne semble pas qu'il existe une difficulté réelle de ce côté par suite de la très faible durée des phénomènes dont on fait la moyenne par rapport à la durée sur laquelle on calcule cette moyenne. La densité spectrale énergétique doit être calculée sur un intervalle de temps grand par rapport à la constante de temps de l'amplificateur M.F. avant détection. Comme la bande passante de cet amplificateur est grande, large de quelques MHz, cette constante de temps est de l'ordre des fractions de microsecondes. Dans chaque période de la fonction $p(t)$ dont la fréquence fondamentale est de quelques centaines de Hertz au plus, on peut admettre que l'opération de moyenne a un sens.

Supposons que le courant de bruit ainsi modulé passe dans un détecteur linéaire. Quel est le spectre à la sortie ?

Il nous semble inutile de présenter en détails ce calcul parce que les résultats qu'il fournit sont faciles à déduire des propriétés du détecteur linéaire au prix d'hypothèses intuitives. Le calcul montre, effectivement, que l'adoption de ces hypothèses est légitime. Les termes laissés de côté étant négligeables. L'hypothèse est la suivante :

Dans les conditions rencontrées en pratique, les termes qui pourraient provenir de battements entre les composantes de FOURIER, de $I(t)$ et de $p(t)$ sont négligeables.

Intuitivement cela se comprend de la façon suivante : le courant de fluctuation à l'entrée du détecteur est contenu dans une bande de fréquences de quelques mégacycles au plus, centrée à une fréquence (moyenne fréquence) de quelques mégacycles aussi. La fonction $p(t)$ a une fréquence fondamentale φ comprise entre quelques dizaines et quelques centaines de cycles.

Il est clair que tous les termes provenant de la composition des termes de $I(t)$ et de $p(t)$ ne seront pas tous également intéressants. Seuls seront physiquement significatifs ceux qui seront compris finalement dans la bande passante de l'appareil de mesure. L'on sait qu'en pratique, on fait battre la composante à la fréquence φ de modulation avec une onde de référence à la même fréquence produite par un générateur synchrone de la permutation. Dans ce mélange les termes qui tomberont dans la bande passante de l'appareil de mesure seront ceux de fréquence voisine de zéro. Ces termes proviennent nécessairement du mélange de la fréquence φ de l'onde de référence avec les composantes sortant du détecteur avec des fréquences voisines de φ . Il suffit donc de connaître ces termes.

D'autres termes pourraient donner des composantes de fréquence φ . Il s'agit des termes d'ordre élevés de $p(t)$ composés avec les termes de $I(t)$ lui-même. Mais les termes d'ordre élevé de $p(t)$ ont une amplitude négligeable, puisque leur fréquence doit être de l'ordre de 10 mégahertz ce qui nécessite qu'ils soient des harmoniques d'ordre au moins 10^4 de la fréquence fondamentale qui est de l'ordre des centaines de hertz.

Ces considérations nous autorisent donc en pratique à faire notre analyse à la sortie du détecteur linéaire.

Spectre de sortie du détecteur linéaire.

Supposons que la bande passante à l'entrée du détecteur soit rectangulaire et comprise entre deux fréquences f_A et f_B . La puissance du bruit reçue par cycle sera égale à W_0 et on posera :

$$f_A - f_B = \Delta F$$

Le détecteur linéaire sera défini par :

$$\begin{aligned} I(t) &= 0 & \text{si} & \quad V(t) < 0 \\ I(t) &= V(t) & \text{si} & \quad V(t) > 0 \end{aligned}$$

où $V(t)$ est la tension de fluctuation appliquée au détecteur, $I(t)$ le courant qu'il débite. On a supposé que le détecteur a une résistance interne unité ce qui ne restreint pas la généralité.

Le spectre de sortie se compose de 2 parties :

Un courant continu d'intensité :

$$I_c^2 = \frac{1}{2\pi} W_0 \Delta F$$

Un courant alternatif fluctuant réparti dans une bande de fréquence qui s'étend de 0 à la fréquence ΔF .

La puissance dissipée dans une résistance de 1 ohm par les composantes de ce courant I_{br} comprises entre f et $f + \delta f$ est donnée par :

$$W(f) \delta f = \frac{W_0}{4\pi} \left(1 - \frac{f}{\Delta f}\right) \delta f.$$

Si l'on calcule la puissance totale de ce courant fluctuant, on trouve :

$$\int_0^{\Delta F} W(f) df = \Delta F \cdot \frac{W_0}{8\pi}$$

Cette puissance est quatre fois inférieure à celle du courant continu.

Réponse de l'appareil de mesure.

Soit un appareil de mesure de période T , supposé à l'amortissement critique : on montre facilement en intégrant les équations de son mouvement que sa réponse $S(f)$ à un courant unité de fréquence f est :

$$S(f) = \frac{1}{1 + f^2 T^2}$$

ou :

$$S(f) = \frac{1}{1 + f^2 / \Delta f^2}$$

où Δf est la largeur de bande de l'appareil. Si l'on fait passer dans cet appareil un courant continu I_c superposé à des fluctuations de spectre énergétique :

$$W(f)$$

l'appareil déviara proportionnellement à I_c de kI_c et fluctuera autour de cette position. La fluctuation élémentaire autour de kI_c aura pour amplitude en carré moyen :

$$k^2 W(f) \cdot S^2(f)$$

et la fluctuation totale sera :

$$k^2 \int_0^\infty W(f) S^2(f) df$$

a) Dans le cas où l'on n'utilise pas de modulation, on a :

$$k I_c = k \sqrt{\frac{W_0 \Delta F}{2\pi}}$$

La fluctuation a pour spectre :

$$W(f) = \frac{W_0}{4\pi} \left(1 - \frac{f}{\Delta F}\right)$$

d'où le carré moyen des fluctuations :

$$\frac{W_0}{4\pi} \cdot k^2 \cdot \int_0^\infty \left(1 - \frac{f}{\Delta F}\right) \frac{1}{1 + \frac{f^2}{\Delta f^2}} df$$

Au voisinage de $f = 0$, ou de $f = \varphi$ ($\varphi \ll \Delta f$) on a :

$$\text{ou } f = \varphi \quad 1 - \frac{f}{\Delta F} \approx 1$$

d'où :

$$\overline{\Delta A^2} = \frac{W_0}{4\pi} k^2 \int_0^\infty \frac{1}{\left(1 + \frac{f^2}{\Delta F^2}\right)^2} df = \frac{W_0 k^2 \pi}{4\pi \Delta F} = \frac{k^2 W_0}{16 T}$$

Le rapport des fluctuations à la déviation continue a pour carré :

$$\frac{\frac{W_0}{16 T}}{\frac{W_0 \Delta F}{2\pi}} = \frac{2\pi \Delta f}{16 \Delta F} = \frac{\pi}{8} \cdot \frac{\Delta f}{\Delta F}$$

Supposons que l'on augmente de ΔT la température de la résistance d'antenne, la puissance de bruit produite par cycle augmentera de telle façon que :

$$\frac{\Delta W_0}{W_0} = \frac{1}{N} \frac{\Delta T}{T}$$

par définition du facteur de bruit N .

Comme on a :

$$I_c^2 = \frac{1}{2\pi} W_0 \Delta F$$

l'augmentation ΔI_c sera telle que :

$$2 I_c \Delta I_c = \frac{1}{2\pi} \Delta W_0 \Delta F$$

ou en divisant par I_c^2

$$2 \frac{\Delta I_c}{I_c} = \frac{\frac{1}{2\pi} \Delta W_0 \Delta F}{\frac{1}{2\pi} \Delta W_0 \Delta F} = \frac{\Delta W_0}{W_0}$$

On peut admettre que la limite de sensibilité sera atteinte pour un accroissement ΔT tel que ΔI_c soit égal à la valeur quadratique moyenne de la fluctuation normale de l'appareil de mesure : ce qui s'exprime par la relation :

$$\sqrt{\overline{\Delta A^2}} = \Delta I_c \quad \overline{\Delta A^2} = \overline{\Delta I_c^2} = \frac{W_0}{16 T} = \left(\frac{\Delta W_0}{W_0}\right)^2 \frac{I_c^2}{2}$$

d'où :

$$\frac{W_0}{16 T} = \frac{\Delta W_0^2}{W_0^2} \cdot \frac{1}{4\pi} W_0 \Delta F$$

$$\frac{\Delta W_0^2}{W_0^2} = \left(\frac{I}{N} \frac{\Delta T}{T}\right)^2 \frac{1}{16 T} = \frac{I}{N^2} \left(\frac{\Delta T}{T}\right)^2 \frac{I}{4\pi} \Delta F$$

d'où :

$$\frac{\Delta T}{T} = N \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sqrt{\frac{\Delta f}{\Delta F}}$$

b) Cas où l'on introduit une modulation.

Si l'on introduit une modulation en ondes carrées par permutation selon DICKE, deux cas peuvent se produire :

a') Il n'y a pas de différence de température entre l'antenne et celle de la source de température connue. Dans ce cas la puissance de bruit W_0 ne varie pas au cours du temps.

Si l'on utilise la modulation, on sait que l'on fait battre ensuite le signal du récepteur avec une onde à la fréquence φ de modulation. Dans ces conditions, étant donné ce que nous avons dit de la linéarité du mélangeur, les fluctuations de courant qui passent dans l'appareil de mesure sont celles qui tombent dans sa bande passante au voisinage de la fréquence de modulation.

Admettons que la constante de temps des filtres soit égale à celle de l'appareil de mesure, on aura :

$$\frac{W_0}{4\pi} \cdot k^2 \int_0^\infty \left(1 - \frac{\varphi}{\Delta F}\right) \cdot \frac{1}{1 + \left(\frac{f - \varphi}{\Delta f}\right)^2} df$$

Comme $\varphi \ll \Delta F$ la valeur trouvée sera toujours :

$$k^2 W_0 \frac{I}{16 T}$$

b') Il y a une différence de ΔT entre les deux températures : quand le récepteur reçoit l'énergie de bruit correspondant à T , le courant continu de sortie est I_c .

Quand il reçoit l'énergie due à la température $T + \Delta T$, le courant continu de sortie est de $I_c + \Delta I_c$.

Quand on passe de T à $T + \Delta T$ en ondes carrées à la fréquence φ , I_c passe de I_c à $I_c + \Delta I_c$ en ondes carrées à la fréquence φ .

Comme terme de fréquence φ on obtient uniquement :

$$k \Delta I_c \sin 2\pi \varphi t$$

qui, par battement avec une onde $\sin 2\pi \varphi t$ donnera une composante continue proportionnelle à ΔI_c .

En comparant avec le cas sans modulation, on observe les correspondances suivantes :

Quantité	sans modulation	avec modulation
T	$I_c + \text{fluctuations}$	$I_c + \text{fluctuations}$
ΔT	ΔI_c	ΔI_c seules

Le rapport du signal utile au signal dû à la source de référence a donc augmenté dans des proportions considérables :

La modulation à elle seule augmente considérablement le rapport du signal utile au signal parasite.

L'introduction de la modulation augmente aussi la stabilité. Supposons qu'il n'y ait pas de permuteur. Pour mesurer ou enregistrer ΔI_c , on devra

compenser la déviation permanente correspondant à I_c . Si le gain de l'appareil vient à fluctuer de $a\%$, non seulement ΔI_c passera à la valeur $\Delta I_c + a \Delta I_c$ mais encore la compensation de I_c ne sera plus correcte.

Par contre dans le cas où l'on utilise une modulation, cette compensation est assurée par l'élimination de la fréquence zéro à la sortie de la détection M.F. Quel que soit le gain de l'appareil, l'indication correspondante à la température fixe T sera toujours zéro.

Cherchons la limite de sensibilité. On constate facilement que les fluctuations n'ont pas diminué et que le ΔT mesurable est exactement le même que précédemment.

Donc, en l'absence de fluctuations du gain, l'introduction d'une permutation augmente considérablement le rapport du signal utile au signal de référence, mais n'augmente en rien la précision ultime des mesures qui provient uniquement des fluctuations de l'appareil de mesure.

Analyse du fonctionnement en appareil de zéro. Dispositif de Ryle [17].

Le principe du dispositif est le suivant : on permute à la fréquence φ à l'entrée du récepteur, l'antenne A et une source de bruit variable S , par exemple une diode saturée.

A la sortie du détecteur on amplifie le signal à la fréquence φ qui naît si les températures apparentes de A et S sont inégales. Le signal à la fréquence φ est utilisé pour modifier la température de S dans le sens qui rétablit l'équilibre.

Il est clair que ce dispositif a tous les avantages des appareils de zéro. Son gain n'intervient pas dans l'indication de sortie et sa stabilité non plus.

L'analyse de la sensibilité de cet appareil a été faite par M. RYLE lui-même et D. D. VONBERG [17].

Les fluctuations de l'appareil de mesure sont les mêmes que celles indiquées précédemment mais il s'y ajoute des causes d'erreur supplémentaires. Il est nécessaire qu'il existe toujours une certaine différence entre T et $T + \Delta T$ pour produire un signal pour chauffer la diode de bruit. Ce signal est d'autant plus faible que le gain total est plus grand. Il est évident que l'on est limité par la saturation possible des derniers étages et surtout par la nécessité de pouvoir obtenir l'enregistrement de variations très grandes de puissance. L'erreur moyenne provenant de cette cause est de l'ordre de $15^\circ K$ dans l'appareil de RYLE et VONBERG sur 175 Mc. Elle est très supérieure à celle qu'entraînent les fluctuations de l'appareil de mesure. D'autre part, au point de vue solaire, le système RYLE et VONBERG souffre d'inconvénients graves.

1° La constante de temps du filament de la diode est égale à la constante de temps de l'appareil entier. Elle peut être assez grande ;

2° La diode de bruit peut difficilement produire des puissances de bruit variables dans un rapport de 1 à 50 et l'on doit s'attendre à des rapports de 1 à 1 000 et plus.

C'est pourquoi nous proposons l'emploi d'un système nouveau dont la mise en application est en cours.

On considère un appareil du type DICKE, (fig. 6) avec permutation de l'antenne et d'une source à température fixe. A la sortie de l'appareil on sépare les signaux provenant de l'antenne et ceux provenant de la source de référence.

Le signal provenant de la source de référence est maintenu constant au moyen d'un contrôle de gain

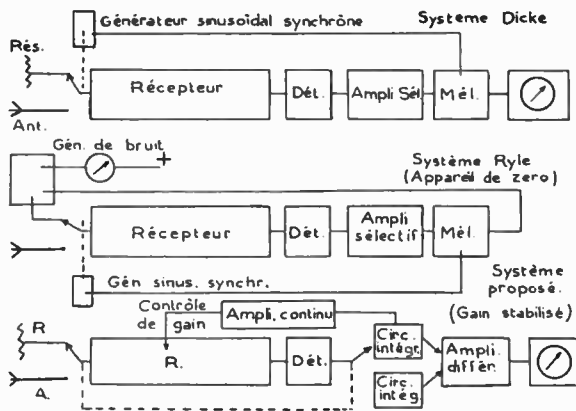


Fig. 6

amplifié avec une constante de temps grande par rapport à la période de modulation.

Le signal provenant de la source à étudier actionne un contrôle de gain rapide qui rend la réponse du récepteur logarithmique pour les signaux d'antenne.

Enfin les deux signaux sont opposés et la différence enregistrée.

Ce système doit permettre d'éliminer les dérives gênantes et peut suivre des variations très grandes et rapides de la température à enregistrer.

Les fluctuations du gain (fluctuations « anormales »).

Dans ce qui suit, nous éliminerons provisoirement toutes les variations de gain qui proviendraient de variations des sources d'alimentation. Nous nous occuperons surtout des fluctuations de gain qui subsistent quand cette cause est supposée supprimée.

En dehors des quelques indications contenues dans l'article de DICKE précédemment cité, il ne semble pas qu'il ait été fait de mesures sur ces fluctuations anormales. Après avoir fait des mesures, nous avons même appris de R. H. DICKE lui-même que le spectre donné dans son article ci-dessus mentionné, avait été déduit de l'observation du bruit sur un oscillographe cathodique. Il est clair que, par cette méthode, il est difficile de distinguer entre les composantes anormales et normales aux environs de 100 Hz par exemple.

Des mesures systématiques étaient nécessaires pour plusieurs raisons. La première est qu'il y a peut être quelque espoir de trouver la cause de ces fluctuations anormales, la seconde que si cet espoir doit être abandonné, il est nécessaire de connaître la fréquence minima de modulation à utiliser pour les éviter.

Principe de la méthode de mesure.

La méthode utilisée doit permettre d'éliminer des résultats un certain nombre de facteurs dont le mécanisme d'action peut être imparfaitement connu, le principal de ces facteurs est le comportement du deuxième détecteur vis à vis d'une tension de fluctuation. Autrement dit, il ne faut en aucune façon supposer que le spectre d'énergie des fluctuations à la sortie du 2^e détecteur affecte la forme que la théorie lui assigne.

En effet le calcul de ce spectre effectué par RICE, BENNETT et FRANTZ, dans le cas du détecteur inéaire, utilise des approximations qui consistent à laisser de côté, les produits de modulation d'ordre supérieur à 2. FRANTZ a bien montré par le calcul que les termes d'ordre supérieur déformaient le spectre dans le sens inverse de celui qui est nécessaire pour rendre compte des fluctuations du gain. Mais aucune expérience n'a permis à notre connaissance, de contrôler ces résultats théoriques.

Il est bien clair, d'autre part, qu'il n'existe aucune différence dans les comportements, au travers du détecteur, des fluctuations propres au récepteur (spectre thermique et spectre des fluctuations de gain) et des fluctuations injectées éventuellement de l'extérieur. (spectre d'une diode saturée par exemple).

La méthode utilisée [20] a donc été basée sur le principe suivant : si le spectre de bruit du récepteur et celui du générateur de bruit sont identiques, à l'entrée du second détecteur, ils doivent l'être encore à la sortie. Ce fait d'ailleurs peut être démontré de façon assez simple et générale. Il est clair qu'il n'est valable que si le détecteur fonctionne avec une caractéristique de détection indépendante du niveau des fluctuations d'entrée.

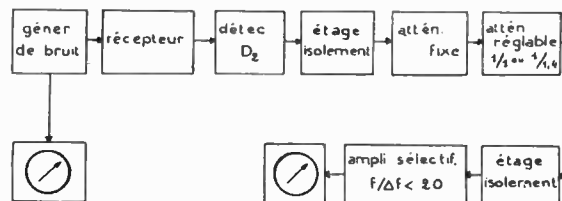


Fig. 7. — Appareil pour l'étude des fluctuations anormales.

Nous avons donc utilisé la méthode suivante. Etant donné un récepteur suivi d'un détecteur D_2 , à la sortie du détecteur, on utilise un amplificateur fortement sélectif à la fréquence f_0 suivi d'un autre détecteur Δ . Les fluctuations de sortie de D_2 sont donc filtrées, amplifiées, mesurées (fig. 7).

Dans une première opération on mesure l'indication de Δ pour le récepteur seul. Dans une deuxième opération, on injecte une tension de fluctuation à l'entrée du récepteur au moyen d'une diode saturée. On règle le courant de cette diode de façon à doubler l'indication de Δ .

Le processus précédent est identique au processus de mesure d'un facteur de bruit selon la méthode classique. La seule différence est que l'on opère sur les fluctuations seules alors que normalement on opère sur la composante continue seule.

On effectue les opérations précédentes pour plusieurs valeurs de la fréquence f_0 .

Il est assez évident que si les spectres de bruit du récepteur et de la diode saturée sont semblables on trouvera un « facteur de bruit » identique à lui-même quelque soit la fréquence f_0 .

Réalisation pratique.

Le générateur de bruit utilisé est formé d'une diode anglaise à filament de tungstène du type CV 172. Cette diode est saturée. Son filament est chauffé en courant continu provenant d'accumulateurs. La tension plaque est de 105 volts stabilisés par un tube VR 105. Nous avons vérifié que le tube CV 172 était rigoureusement saturé dans les conditions d'emploi, (Courant plaque $I_p \leq 10$ mA). La diode CV 172 est placée dans une boîte soudée, fermée par un couvercle soudé, et comprenant 3 compartiments séparés par des parois soudées. Un premier compartiment contient la lampe, un deuxième les circuits de sortie, accord de la capacité de la lampe, résistance de 50 ohms où débite le tube, enfin des filtres en π sur les fils d'alimentation. (2 filaments et la tension plaque). Le troisième compartiment comporte uniquement 3 filtres en π . Tous les conducteurs d'alimentation traversent les cloisons par des condensateurs de passage. La résistance de 50 ohms d'adaptation est shuntée par la bobine de self d'accord et n'est donc parcourue par aucun courant continu.

Les récepteurs utilisés ont été :

- 1° Un récepteur superhétérodyne sur 158 Mhz sans étage haute fréquence [21] ;
- 2° Un amplificateur 27 Mc/s comportant un pré-amplificateur à faible bruit et un amplificateur principal ;

L'amplificateur sélectif est celui construit par J. MOSNIER dans le Laboratoire [29]. Il comporte deux amplificateurs de GATTI [33] à contre réaction sélective. Le coefficient de surtension apparent de l'ensemble est toujours supérieur à 20 même pour les fréquences les plus basses. La gamme couverte va de 3 à 1 000 périodes ;

Un détecteur à grande constante de temps suivi d'un amplificateur continu attaquant un milliampèremètre enregistreur ou non.

Tous ces appareils étaient alimentés par des sources stabilisées utilisant le secteur à 50 ou 1 000 périodes. Des vérifications nombreuses ont été faites, avec l'appareil enregistreur, de la stabilité des indications au cours du temps.

La vérification de cette stabilité des appareils était d'autant plus indispensable que le détecteur devait avoir une constante de temps considérable. En effet :

- 1° Ils s'agit d'intégrer des indications à des fréquences allant jusqu'à 3 périodes seconde ;
- 2° Il faut éliminer le plus possible des fluctuations de l'appareil de mesure de sortie.

En fait pour éliminer des mesures les caractéristiques du détecteur Δ , celui-ci était utilisé à niveau constant. On introduisait entre D_1 et l'amplificateur un atténuateur fixe à résistances et un autre atténuateur donnant par simple commutation un rapport de tension de sortie de 1/1 ou de 1/1,4. Dans ces conditions la puissance transmise variait dans le rapport de 1 à 2.

En définitive, on opérait de la façon suivante :

Les appareils sont mis en marche 24 heures au moins à l'avance, et les indications enregistrées pendant ce temps. Quand la stabilité est atteinte et l'équilibre thermique des différents éléments lampes et résistances obtenu, on note, avec l'atténuateur variable en position 1/1 l'indication de Δ . On place l'atténuateur en position 1/1,4 et on fait débiter la diode saturée génératrice de bruit. On règle son courant jusqu'à retrouver la même indication en Δ . D'après ce que nous avons dit précédemment, le facteur de bruit est numériquement égal au courant de la diode saturée exprimée en milli-ampères.

Les expériences ont porté surtout sur l'amplificateur 27 Mc. On a fait varier les conditions d'expérience de la façon suivante :

1° En désaccordant considérablement le circuit d'entrée du récepteur, ce qui a porté le facteur de bruit de celui-ci de 1,5 à 2 ;

2° En introduisant sur le câble de liaison du pré-amplificateur à l'amplificateur un atténuateur réglable. Dans une première série de mesures, la tension de fluctuation qui atteignait le détecteur était de l'ordre de 10 à 50 millivolts. La détection se fait alors « quadratiquement », comme on peut le vérifier aisément avec la diode de bruit comme générateur de signal.

Dans une autre série, la tension d'attaque de D_2 était de l'ordre de 2 à 10 volts. Le détecteur fonctionnait alors linéairement.

Dans les 2 cas, l'effet de scintillation (flicker effect) des tubes de l'amplificateur basse fréquence, sélectif, ne jouait aucun rôle dans les mesures étant d'une amplitude au moins 20 fois inférieure aux fluctuations mesurées.

Résultats [20].

La figure 8 et le tableau suivant résument les résultats des mesures. (Dans le cas 2, le facteur de bruit est dégradé expérimentalement par désaccord des circuits).

Récepteur 158 Mhz. (Mesures effectuées par S. ZISLER).

cps	130	230	330	530
fact. de bruit.	3,3	2,7	2,4	2,3

Amplificateur 27 Mhz. (Mesures de l'auteur).

	Fréq.	3	6	16	32	65	105	610	cps.
Cas 1	Fact. bruit	4,3	3,5	3,1	2,7	2,3	1,7	1,5	
Cas 2	Fact. bruit	6,1	5,3	4	4	3,2	2,6	2	

(Dans le cas 2, le facteur de bruit est dégradé expérimentalement par désaccord des circuits).

Les résultats ci-dessus ont été obtenus avec un détecteur linéaire. Les courbes obtenues avec un détecteur quadratique ne se distinguent pas des premières pourvu que l'on tienne compte dans le calcul du facteur de bruit de la non linéarité du détecteur.

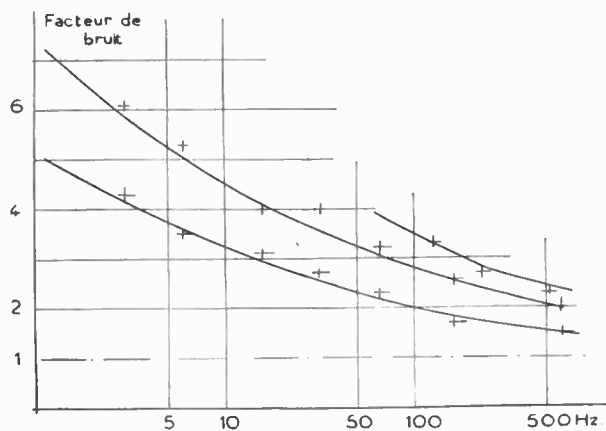


FIG. 8

Ces expériences montrent qu'il existe une source de fluctuations basse fréquence dans le récepteur, autrement dit que les spectres des fluctuations du récepteur et des bruits injectés de l'extérieur n'ont pas le même spectre.

Fluctuations anormales et effet de scintillation.

De plusieurs côtés, il nous a été signalé que l'effet de scintillation pourrait jouer un certain rôle dans la production des fluctuations anormales.

On sait que l'effet de scintillation a pour origine des éruptions localisées, sur les cathodes à oxydes des tubes amplificateurs courants. On sait de même que les tubes à filament de tungstène pur et certains tubes à cathode à oxyde spécialement traités en sont pratiquement dépourvus.

Il ne semble pas, à notre avis, que ce phénomène joue un rôle important dans le cas présent. Le spectre énergétique des fluctuations dues à l'effet de scintillation (flicker effect) est d'allure hyperbolique. Son amplitude a été bien étudiée notamment par L. de QUEIROZ ORSINI dans le Laboratoire même [30].

Le niveau du signal reçu à l'entrée du second détecteur du récepteur (D_2) est beaucoup trop élevé pour que l'on puisse admettre que le courant de scintillation de cette diode intervienne de façon notable par rapport au signal détecté.

Par ailleurs, les courants de scintillation des tubes amplificateurs moyenne fréquence ne comportent pas de composantes notables à la fréquence moyenne (30 Mhz). On pourrait penser à une modulation du signal à 30 Mhz par les fluctuations de courant des tubes dues à l'effet de scintillation. Mais cela nécessiterait un organe non linéaire. Dans les conditions réalisées la non-linéarité des caractéristiques des tubes est très faible, sinon nulle. Elle entraîne la présence d'une modulation 10^{-6} fois trop faible par rapport à ce qui est effectivement observé.

Le calcul qui mène à l'estimation précédente a été fait à partir des données fournies par les constructeurs de tubes sur les caractéristiques de ceux-ci. On n'a pas pu y faire entrer en ligne de compte d'autres phénomènes qui pourraient éventuellement se produire dans le tube. On sait par exemple qu'un tube triode, fonctionnant en régime de charge d'espace, produit par cycle de bande, une puissance de bruit inférieure à celle qu'il produirait en régime de saturation par insuffisance d'émission cathodique. L'amortissement des fluctuations du courant plaque par la charge d'espace dépend considérablement [8] de la répartition du potentiel entre les électrodes. Il est probable qu'au moment d'une éruption cathodique, le jet d'électrons émis provoque un déséquilibre momentané des conditions électriques dans l'espace interélectrode suivi d'un retour à l'équilibre. Dans la période intermédiaire, la répartition de la charge d'espace est probablement perturbée, donc aussi le coefficient Γ d'amortissement des fluctuations du courant plaque. Un tel processus n'est pas commodément accessible au calcul, mais il pourrait rendre compte des fluctuations observées.

Quelques expériences sur le procédé de modulation.

L'appareil utilisé ci-dessus a été complété de quelques éléments dans le but de vérifier rapidement l'analyse, faite précédemment, du fonctionnement des radiomètres à permutation. De façon précise, nous avons cherché à confronter avec l'expérience nos conclusions théoriques déduites de l'analyse du spectre d'un bruit modulé en ondes carrées, à la sortie d'un détecteur. La première condition d'une telle expérience était de disposer d'une tension de bruit modulée en ondes carrées. Plutôt que d'utiliser une modulation mécanique, nous avons réalisé un générateur de bruit modulé en ondes carrées par un procédé purement électronique (Fig. 9). Pour cela, nous avons remplacé la tension plaque continue du générateur de bruit à diode saturée CV 172 par une tension modulée en ondes carrées. Cette tension plaque était obtenue de la façon suivante (1) : un oscillateur fournit un signal sinusoïdal de quelques dixièmes de volt d'amplitude, qui est fortement amplifié par une pentode 6 J 7. La tension de sortie alternative de 50 volts environ est alors appliquée à la grille d'un tube de puissance 6 L 6 dont la plaque est chargée par une résistance de 5 000 ohms environ. Il y a écrêtage positif et négatif, donc production d'une tension en créneaux.

La tension appliquée à la diode CV 172 est prise entre la plaque de la 6 L 6 et l'anode d'un tube régulateur VRIO 5 dont la cathode est à la masse. La tension appliquée à la CV 172 varie donc en ondes carrées de 150 volts à — 50 volts environ.

L'oscillateur utilisé était un générateur basse-fréquence commercial pour les fréquences de répétition comprises entre 50 et 1 000 périodes/seconde. Pour les fréquences inférieures, nous utilisons un

(1) Cet appareil a été construit et mis au point, selon nos indications par Mlle MICHEL, Stagiaire, au C. N. R. S. à notre Laboratoire.

générateur inventé au Laboratoire de Physique de l'Ecole Normale Supérieure par J. P. Vasseur et déjà utilisé par J. MOSNIER [29]. Cet oscillateur permet d'obtenir de façon stable des oscillations sinusoïdales jusqu'à des fréquences de l'ordre de 3 cycles par seconde. Les constantes de temps des circuits de liaison de l'amplificateur écrêteur (squarer) étaient choisies de l'ordre de 1 à 3 secondes. Nous avons pu ainsi produire des ondes carrées à la fréquence de 3 périodes/seconde, dont un oscillographe permettrait de contrôler la forme.

Un interrupteur convenable permettait de supprimer instantanément la modulation en créneaux et de la remplacer par une tension continue. En passant de l'une à l'autre position, sans changer la tension de chauffage de la diode CV 172, on mesure le courant plaque moyen de celle-ci. On peut ajuster la tension de sortie de l'oscillateur pour que ce courant varie alors du simple au double exactement ce qui permet de s'assurer que l'onde appliquée possède des créneaux de durées égales.

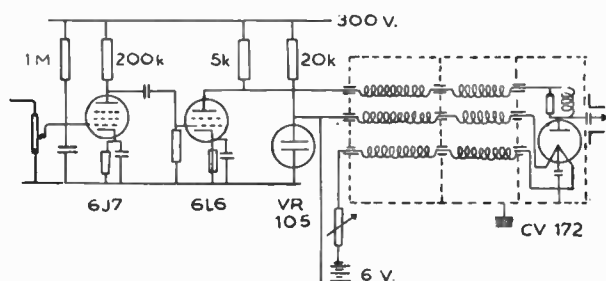


FIG. 9. — Générateur de bruit modulé en ondes carrées à fréquence réglable.

Supposons que l'on opère à la fréquence de 500 périodes/seconde sans modulation en créneaux. On mesure le facteur de bruit de l'amplificateur à 27 Mégahertz selon la méthode décrite précédemment : le nombre trouvé est de 1,5. C'est à dire que pour doubler la puissance de sortie appliquée au détecteur, il faut faire passer dans la diode CV 172 un courant de 1,5 milliampères. Un oscillographe montre alors à la sortie de l'amplificateur sélectif une sinusoïdale d'amplitude aléatoire qui correspond au bruit filtré à 500 périodes.

Appliquons alors une modulation en ondes carrées à 500 périodes/seconde. Si la diode ne débite pas, on

observe sur l'oscillographe un bruit filtré analogue à ce que l'on observait précédemment. Quand la diode débite, au contraire, la puissance de sortie mesurée en Δ augmente. On mesure alors le « facteur de bruit » c'est-à-dire, par extension, le courant plaque de la diode saturée nécessaire pour doubler la puissance de sortie détectée en Δ . On trouve 20 microampères. Le « facteur de bruit apparent » est devenu inférieur à l'unité : la puissance de bruit nécessaire pour doubler la puissance mesurée en Δ a déchu dans le rapport 1 500/

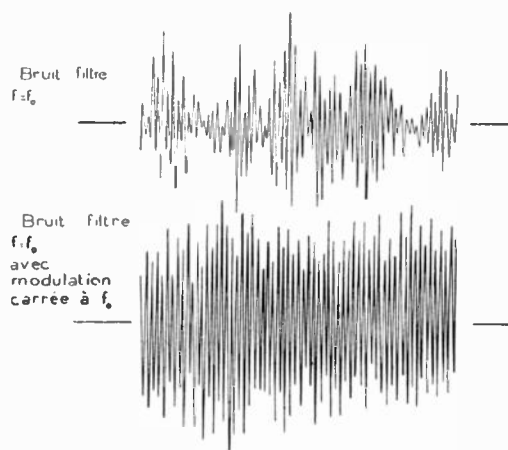


FIG. 10

20 soit 75 fois. Notons qu'un courant de 20 microampères passant dans une résistance produit une puissance de bruit correspondant à une augmentation de température de 6 degrés absolus.

Dans le cas décrit précédemment où la diode débite, l'oscillographe montre alors une figure analogue à la figure 10. On observe une sinusoïde à 500 périodes, d'amplitude moyenne non nulle à laquelle se superposent des fluctuations d'amplitude de valeur quadratique moyenne égale à ce que l'on observait auparavant en l'absence de modulation.

Ces expériences nous paraissent confirmer entièrement l'analyse présentée ci-dessus du gain de sensibilité dû à l'emploi de la modulation, indépendamment de l'existence de fluctuations anormales provenant du récepteur seul.

(à suivre)

TABLE DES MATIÈRES PAR NOMS D'AUTEURS

ANNÉE 1952

AUTEURS	TITRES DES ARTICLES	PAGES	MOIS
AIGRAIN P.	Les antennes super-directives	51	Février.
ANGEL Y.	La liaison de télévision Paris-Lille (Historique et réalisation)	152	Avril-Mai.
BERNARD M.	L'exploitation des studios de radiodiffusion et le nouveau matériel de la S.F.R.	411	Octobre.
BERNHART J.	Deux applications de la notion de distorsion spaciaie	334	Juillet.
DE BROGLIE L.	Ondes hertziennes et photons	393	Octobre.
CABESSA R.	L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans le domaine des télécommuni- cations	131	Avril-Mai.
CAHEN G.	L'application des méthodes d'analogies électromagnétiques à l'étude des suspen- sions d'automobiles	89	Mars.
CHAVASSE P.	Le problème de la normalisation des appareils de prothèse auditive et des méthodes de mesures	302	Juillet.
CONTURIE L.	Le centre basse fréquence « Pierre Bourdan » à Paris	397	Octobre.
CORDONNIER J.	L'exploitation des studios de radiodiffusion et le nouveau matériel de la S.F.R.	411	Octobre.
DASCOTTE J.	Evaluation du rapport signal sur bruit d'une liaison radio multiplex	202	Avril-Mai.
DAUPHIN A.	Les compteurs arithmétiques d'impulsions (Documentation)	459	Novembre.
DECAUX B.	Récents progrès au département « Fréquences » du Laboratoire National de Radio- électricité	219	Juin.
DERIAUD J. P.	Structure cristalline et propriétés électro-acoustiques des films magnétiques	275	Juillet.
DESCHAMPS J.	Une méthode pratique pour la conception des antennes paraboliques en microondes	209	Avril-Mai.
ESCULIER G. G.	Les tubes cathodiques pour récepteurs de télévision aux U.S.A.	32	Janvier.
	Une méthode pratique pour la conception des antennes paraboliques en micro-ondes	209	Avril-Mai.
FAGOT J.	Les équipements du faisceau hertzien Paris-Lille	174	Avril-Mai.
FAMILIER V.	Procédés de calcul concernant les couplages magnétiques à l'émission	39	Février.
FRATICELLI R.	L'équipement du faisceau hertzien de télévision Paris-Lille	158	Avril-Mai.
FREYMANN R.	La spectroradioélectricité	471	Décembre.
GALLET F.	Progrès et tendances de l'enregistrement magnétique à haute fidélité	295	Juillet.
GILOTAUX P.	L'enregistrement et la reproduction phonographique	289	Juillet.
GUILLAUD Ch.	Les nouveaux matériaux ferromagnétiques à haute coercivité, à haute perméabilité, à faibles pertes	238	Juin.
GUTTON H.	Les équipements du faisceau hertzien Paris-Lille	174	Avril-Mai
HUGON J.	Les équipements du faisceau hertzien Paris-Lille	174	Avril-Mai.
JEANNIN R.	L'équipement du faisceau hertzien de télévision Paris-Lille	158	Avril-Mai.
KLEIN S.	L'ionophone	314	Juillet.
KLEINWAECHTER H.	Ligne bifilaire à haute flexibilité et à grande diminution radiale du champ, pour la transmission des hyperfréquences	46	Février.
KOCH B.	Mesure radioélectrique de la vitesse des projectiles (effet Doppler-Fizeau par ré- flexion de micro-ondes)	357	Août-Septembre.
LALLEMAND A.	Réalisation et emplois des cellules à multiplicateurs d'électrons	492	Décembre.
LAMORAL R.	La modulation de fréquence en acoustique architecturale	331	Juillet.
LAPLUME J.	L'équipement du faisceau hertzien de télévision Paris-Lille	158	Avril-Mai.
LEHMANN G.	Les dynamos amplificatrices, leur emploi dans les servomécanismes	78	Mars.
LEHMANN R.	Le problème de la normalisation des appareils de prothèse auditive et des méthodes de mesures	302	Juillet.
LIBOIS L. J.	Un nouveau procédé de modulation codée « La modulation en Δ »	26	Janvier.
	Les faisceaux hertziens dans les réseaux téléphoniques modernes	121	Avril-Mai.
	Utilisation de la modulation d'impulsions pour la transmission d'un groupe de voies téléphoniques en provenance de systèmes à courants porteurs	190	Avril-Mai.
LOEB J.	Les servomécanismes non linéaires	431	Novembre.
LOVICH A.	Structure cristalline et propriétés électro-acoustique des films magnétiques	275	Juillet.
MAILLARD J.	Caractéristiques techniques liées à l'information. Application aux télécommuni- cation et à la détection	500	Décembre.
MEUNIER P.	Un nouveau tube électronique pour les amplificateurs à large bande	232	Juin.
MOLES A.	Etude critique de la notion de haute fidélité dans la réponse des chaînes électro- acoustiques	11	Janvier.
MOUSSIEGT J.	Lentilles-réseaux pour ondes centimétriques	515	Décembre.
POTIER G.	Utilisation de la technique des impulsions dans l'établissement des réseaux de trans- mission complexes	197	Avril-Mai.
PUJOLLE J.	Le congrès de recherches du bâtiment (Londres). Section acoustique	91	Mars.
	La modulation de fréquence en acoustique architecturale	331	Juillet.
RAES A. C.	Récents progrès de l'acoustique architecturale	321	Juillet.
RAJCHMAN J. A.	Systèmes matriciels de mémoire	479	Décembre.
RICHE P.	La liaison de télévision Paris-Lille (Historique et réalisation)	152	Avril-Mai.
RIVIERE P.	Les équipements du faisceau hertzien Dijon-Strasbourg	163	Avril-Mai.
SCHIRMAN S.	L'équipement du faisceau hertzien de télévision Paris-Lille	158	Avril-Mai.

T. 3. — Production des oscillations électriques

Deux applications de la notion de distorsion spaciaie	J. BERNHART	334	Juillet.
Les tubes cathodiques pour récepteurs de télévision aux U.S.A.	G. G. ESCULIER	32	Janvier.
Réalisation et emplois des cellules à multiplicateurs d'électrons	A. LALLEMAND	492	Décembre.
Un nouveau tube électronique pour les amplificateurs à large bande	P. MEUNIER	232	Juin.
Un nouveau procédé de modulation codée « La modulation en Δ »	L. J. LIBOIS	26	Janvier.
Utilisation de la modulation d'impulsions pour la transmission d'un groupe de voies téléphoniques en provenance de systèmes à courants porteurs	L. J. LIBOIS	190	Avril-Mai.
Utilisation de la technique des impulsions dans l'établissement des réseaux de transmission complexes	G. POTIER	197	Avril-Mai.

T. 5. — Exploitation et Application

Acoustique Architecturale (Documentation)	L. CONTURIE	344	Juillet.
Congrès de Télévision, Londres 1952 (Analyses des communications présentées) ..		372	Août-Septembre
Détermination du nombre de lignes à adopter pour un système de télévision en fonction de la grandeur de l'écran de réception	P. STROOBANTS	438	Novembre.
La liaison de télévision Paris-Lille (Historique et réalisation)	Y. ANGEL		
	P. RICHE	152	Avril-Mai.
La modulation de fréquence en acoustique architecturale	R. LAMORAL		
	J. PUJOLLE	331	Juillet.
L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans le domaine des télécommuni- cations	R. CABESSA	131	Avril-Mai.
Le centre basse fréquence « Pierre Bourdan » à Paris	L. CONTURIE	397	Octobre.
Le congrès de recherches du bâtiment (Londres). Section acoustique	J. PUJOLLE	91	Mars.
« Le deuxième salon de la Télévision »		464	Novembre.
L'enregistrement et la reproduction phonographique	P. GILOTAUX	289	Juillet.
Les faisceaux hertziens dans les réseaux téléphoniques modernes	R. SUEUR		
	L. J. LIBOIS	121	Avril-Mai.
L'équipement du faisceau hertzien de télévision Paris-Lille	R. FRATICELLI		
	R. JEANNIN		
	J. LAPLUME		
	S. SCHIRMANN	158	Avril-Mai.
Les équipements du faisceau hertzien Paris-Lille	J. FAGOT		
	H. GUTTON		
	J. HUGON	174	Avril-Mai.
Les équipements du faisceau hertzien Dijon-Strasbourg	P. RIVIERE		
	M. SCHWINDENHAMMER	163	Avril-Mai.
Les servomécanismes non linéaires	J. LOEB	431	Novembre.
L'exploitation des studios de radiodiffusion et le nouveau matériel de la S. F. R. ..	M. BERNARD		
	J. CORDONNIER	411	Octobre.
Qualité en radiodiffusion et les systèmes compresseur-décompresseur	A. WARNIER	261	Juillet.
Récents progrès de l'acoustique architecturale	A. C. RAES	321	Juillet.
Structure cristalline et propriétés électro-acoustiques des films magnétiques	J. P. DERIAUD		
	A. LOVICH	275	Juillet.

T. 6. — Détails et Construction des appareils et du matériel

Lentilles-Réseaux pour ondes centimétriques	J. MOUSSIEGT	515	Décembre.
Le problème de la normalisation des appareils de prothèse auditive et des méthodes de mesures	P. CHAVASSE		
	R. LEHMANN	302	Juillet.
Les nouveaux matériaux ferromagnétiques à haute coercivité, à haute perméabilité à faibles pertes	Ch. GUILLAUD	238	Juin.

T. 8. — Sujets connexes à la radioélectricité

La Spectoradioélectricité	R. FREYMAN	471	Décembre.
Ondes hertziennes et photons	L. DE BROGLIE	393	Octobre.
Un nouveau type de lentilles en hyperfréquences	J. C. SIMON	181	Avril-Mai.

T. 9. — Divers

Calcul d'un amplificateur de puissance pour moteur à courant continu	J. ZAKHEIM	455	Novembre.
Caractéristiques techniques liées à l'information. Application aux télécommuni- cations et à la détection	J. MAILLARD	500	Décembre.
L'application des méthodes d'analogies électromagnétiques à l'étude des suspen- sions d'automobiles	G. CAHEN	89	Mars.
Le numérographe	P. VAUTHIEU	496	Décembre.
Les dynamos amplificatrices, leur emploi dans les servomécanismes	G. LEHMANN	78	Mars.
L'ionophone	S. KLEIN	314	Juillet.
Systèmes matriciels de mémoire	J. A. RAJCHMAN	479	Décembre.
Vocabulaire Technique		113	Mars.
		425	Octobre.



HEWLETT-PACKARD

*une gamme complète d'appareils
de mesures pour l'électronique*

OSCILLATEURS DE 0,01 A 10.000.000 ps.
VOLTÈMÈTRES A LAMPES DE 2 A 700.000.000 ps.
GÉNÉRATEURS VHF ET UHF DE 10 A 7.600 mc.
MESURES DE FRÉQUENCES DE 0,01 A 10.000.000 ps.
ÉQUIPEMENTS POUR ÉTUDES DES ONDES DÉCIMÉTRIQUES CENTIMÉTRIQUES JUSQU'A 18000 mc

GÉNÉRATEURS VHF & UHF



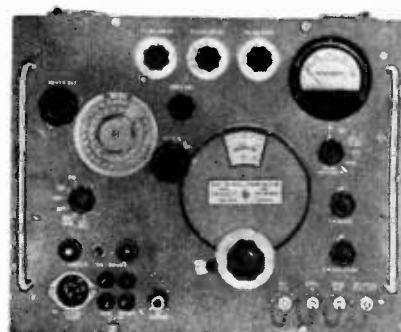
H. P. 608 A

de 10 à 500 mégacycles

en 5 bandes. Cadran à lecture directe. Précision $\pm 1\%$.

Modulation : Intérieure ou extérieure en amplitude.
Extérieure en impulsions.

Sortie : 0,1 μ V à 1 Volt en variation continue, étalonnée en volts et en db.



H. P. 616 A

de 1800 à 4000 mégacycles

Cadran à lecture directe couvrant toute la gamme. Précision $\pm 1\%$.

Modulation : Intérieure ou extérieure en impulsions et modulation de fréquence.

Sortie : Atténuation contrôlée en lecture directe. Précision de ± 1 db de -7 db à -127 db.

AUTRES MODÈLES :

H. P. 612 A. — De 450 à 1200 mégacycles

H. P. 614 A. — De 800 à 2100 mégacycles

H. P. 618 B. — De 3800 à 7600 mégacycles

CATALOGUE DÉTAILLÉ SUR DEMANDE

DISTRIBUTEUR EXCLUSIF POUR LA FRANCE

RADIO-ÉQUIPEMENTS

65, Rue de Richelieu . PARIS 2^E . TÉL. RIC. 49-88

ANALYSES

1. — La pagination adoptée permet de détacher facilement les analyses du reste de la revue.
2. — Le nombre qui précède chaque analyse est celui de la classification décimale adoptée par le Laboratoire National de Radioélectricité (voir O. E., 228, mars 1946, pages 1A-7A). Cette classification peut être fournie en "tiré à part".

3. — Les références bibliographiques comportent, après le titre de l'article et le nom de l'auteur, le titre abrégé de la revue le tome (en caractères gras), éventuellement le numéro du fascicule, le mois et l'année, et enfin l'indication des pages
4. — Pour les abréviations utilisées pour les titres des principales revues citées, se reporter à : O. E. 228, mars 1946, page IV.

T. O. — GÉNÉRALITÉS PRÉLIMINAIRES.

T. 04. — Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse.

par R. WARNECKE et P. GUENARD. Préface de M. PONTE. Editeur : GAUTHIER-VILLARS, Quai des Grands-Augustins, 55, Paris. 1 Volume relié de 792 pages, 15,5 cm x 23 cm ; 476 figures. Prix : 7 000 francs. (Don des auteurs).

Cet ouvrage rassemble les principales connaissances théoriques et pratiques relatives aux tubes électroniques pour hyperfréquences.

Les auteurs se sont surtout basés sur les résultats des études faites dans les laboratoires de la Compagnie Générale de T.S.F., de plus ils ont eu l'avantage de disposer des notes du Professeur Hansen et du Professeur Feenberg où se trouvent les plus importants des résultats obtenus sur la question aux Etats-Unis pendant la guerre.

Cet ouvrage est donc une synthèse de la théorie et de ses résultats faits par des spécialistes réputés.

La théorie des magnétrons qui ont permis de produire il y a une vingtaine d'années des hyperfréquences, est très ardue et on peut dire qu'il n'y a pas actuellement de théorie satisfaisante. Avec les tubes à modulation de vitesse, à cause de la simplification du schéma, la théorie trouve une base solide et c'est celle-ci que l'on trouve clairement exposée dans l'ouvrage de MM. Warnecke et Guénard. L'ouvrage est divisé en sept parties. Après l'exposé de données fondamentales sur les phénomènes électroniques, des théories simples sur les principaux tubes à modulation de vitesse sont présentées. On trouve ensuite une description des modèles les plus courants avec étude de leurs caractéristiques.

Ensuite la théorie simplifiée du début se complète et les résultats permettent de déterminer les éléments essentiels d'un tube de caractéristiques imposées.

Les principaux problèmes posés par l'emploi des tubes sont ensuite exposés et traités (Charge et adaptation à fréquence fixe — Adaptation à large bande de fréquences, Modulation des oscillations produites ou simplifiées par des tubes à modulation de vitesse, Principales mesures relatives aux tubes, Réglage des tubes à modulation de vitesse, Alimentation des klystrons).

La dernière partie donne les résultats obtenus avec des modèles industriels ou semi-industriels des principaux types de klystrons et des perspectives d'avenir sur l'emploi des véritables tubes à modulation de vitesse.

L'ouvrage se termine par une importante bibliographie (32 pages) de livres, d'articles et de brevets.

C'est donc un ouvrage magistral qui fait honneur aux laboratoires et aux ingénieurs français.

M. M.

T. 2. — RAYONNEMENT - PROPAGATION.

T. 212. — Emploi d'une plaque reflectrice comme antenne non-alimentée (en japonais).

K. SUZUKI et M. KOMAI, *NHK Tech. Jour.*, n° 6, 15-20, juin 1951

On fait le calcul théorique d'une plaque située en haut d'une tour et destinée à dévier les rayons électromagnétiques. On a calculé, tout d'abord d'après Ferial, l'énergie reçue par un récepteur, dans le cas où la plaque reflectrice existe ou non. Le champ électromagnétique produit par le courant sur la plaque est obtenu

nu d'après le principe de Huygens. On en déduit les équations du rendement et de la directivité. Pour le rendement on a :

$$\eta = K_1^2 \frac{S_1^2 \cos^2 \alpha}{r_0^2 \lambda^2}$$

où K est un coefficient (0,2 — 0,3), S_1 la surface de la plaque ($= 4 ab$), α l'angle d'incidence, r_0 la distance entre la plaque et un point de réception, λ longueur d'onde. Pour la directivité, on a :

$$(\cos \alpha + \cos \Phi) \frac{\sin(2\pi(a/\lambda) \sin \Theta) \sin \{2\pi(b/\lambda)(\sin \alpha - \sin \Phi)\}}{2\pi(a/\lambda) \sin \Theta \quad 2\pi(b/\lambda)(\sin \alpha - \sin \Phi)}$$

où Φ est l'angle du plan XZ avec la droite joignant la plaque à un point de réception, quand l'axe Z est vertical, Θ est l'angle du plan YZ avec la même droite, a et b sont les largeur et longueur de la plaque.

On décrit une expérience faite à la fréquence de 4 000 Mc/s et qui est en assez bon accord avec la valeur théorique décrite plus haut.

Y. N.

T. 4. — AMPLIFICATION ET RÉCEPTION.

T. 421. — Distribution du courant sur un conducteur plan (en japonais).

M. KOMAI, *NHK Tech. Jour.*, n° 6, 32-38, juin 1951.

On calcule le champ électromagnétique qui satisfait à l'équation de Maxwell dans l'espace entourant le conducteur plan, en tenant compte des conditions aux limites (frontières plaque-espace extérieur). On peut obtenir ainsi le courant sur la plaque et la distribution de la densité superficielle, ainsi que la condition de résonance de la plaque. Comme exemple d'application, on cherche la distribution du courant en fonction de la longueur et de la largeur de la plaque, lorsqu'elle est excitée à travers une fente demi-onde.

Y. N.

T. 421. — Sur les circuits du tube à disques plans scellés (en japonais)

S. OKAMURA, *Jour. Inst. Elec. Comm. Engr., Japan*, 34, n° 5, 233-237, mai 1951.

Dans les circuits coaxiaux de la triode à disques scellés, on rencontre souvent une diminution d'oscillation ou un point mort à certaines longueurs d'onde. L'auteur discute, en se basant sur le calcul du circuit, les causes de ce phénomène, et établit des mesures. Les causes sont 1) résonance de la ligne de sortie en courant continu, 2) émission en dehors de la cavité oscillante, 3) résonance du condensateur d'arrêt. On distingue les oscillations suivantes : 3,1) genre TEM ; 3,2) genre TEL, 0,0 et 3,3) genre TEL, m,0).

Les mesures prises sont : a) un accroissement de la capacité, efficace dans les cas 1 et 2 ; b) une amélioration du contact avec

Seuls les véritables

CABLES H.F.

CO-AX

(BREVETS ET MARQUES DÉPOSÉS)

à diélectrique air

offrent

**LES PLUS BASSES CAPACITÉS ET ATTÉNUATIONS
JAMAIS ATTEINTES**

LIVRAISONS IMMÉDIATES par
les **CRÉATEURS** des **CABLES H.F.** à Paris dès 1932

Types 70ohms	à 100 Mc/s.		Diamètre mm.
	Neper km.	kW.	
A 1	6.04	0.11	9
A34	2.45	1.5	20

**FEEDER
FLEXIBLE
EMISSION.**

Types à faible capacitance	Capacité mmf/m.	Impédance ohms	Diamètre mm.
C 11	20	174	9
C 22	18	184	11
C 33	15	220	16
C344	14	260	22
C 44	13	250	26

**CAPACITÉS
MINIMES**

Ets. ELMA 10, RUE THÉOPHRASTE-RENAUDOT PARIS 15

2 MICROPHONES de grande classe



**DEPUIS
25 ANNÉES**
*La Radiodiffusion
Française*
LES UTILISE

TYPES
42-B A RUBAN
75-A DYNAMIQUE

MELODIUM

296, RUE LECOURBE - PARIS-15° - LEC. (50-80 3-1.)

POUR LES

SERVOMÉCANISMES

les **RELAIS**
POLARISÉS SENSIBLES
Notice N° 281 sur demande



les MOTEURS
TRANSYNS
POUR TRANSMISSIONS SYNCHRONES
Notice N° 581 sur demande

SADIR CARPENTIER. 101, B° MURAT - PARIS-XVI°

SOCIÉTÉ ANONYME AU CAPITAL DE 600.000.000 DE FRANCS

la cavité oscillatrice, efficace pour le cas 2) ; c) un accroissement de l'impédance de la cavité, efficace pour 1), 2), 3,1) et 3,2) ; d) un accroissement de la fréquence de coupure efficace pour 3,3) ; et e) le déplacement du point d'isolement avec le courant continu, efficace dans tous les cas.

Y. N.

T. 421. — Admittance d'entrée vue de la fente et circuit équivalent du résonateur du magnétron (en japonais).

K. FUJISAWA, *Jour. Inst. Elec. Comm. Engr., Japan*, **34**, n° 2, 90-98, février 1951.

L'auteur calcule au moyen de la fonction de Green l'admittance d'entrée d'une cavité en forme de tube ouvert aux deux extrémités et pourvu d'une fente latérale. On obtient le circuit équivalent et les valeurs numériques de ses éléments dans le cas où la section est circulaire, en forme d'éventail ou rectangulaire. La fréquence résonante en est déduite en annulant l'admittance. Ces valeurs sont déterminées graphiquement. On a mesuré expérimentalement l'admittance d'entrée et on obtient une bonne concordance avec les calculs théoriques. L'auteur compare ses calculs à ceux de Miles (*Proc. I. R. E.* **34**, 728, Octobre 1946) et il démontre qu'ils coïncident sous certaines conditions.

Y. N.

T. 422. — Filtre à échelle avec caractéristique de Tscheyff (en japonais).

H. TAKAHASHI, *Jour. Elec. Comm. Engr. Japan*, **34**, n° 2, 65-74, févr. 1951.

L'auteur démontre une formule qui permet d'obtenir directement les valeurs numériques de chaque élément d'un filtre du type à échelle à caractéristique de Wagner ou de Tscheyff, composé d'inductances simples et de condensateurs. On donne un procédé graphique simple et des valeurs numériques utiles.

Y. N.

T. 462. — Le détecteur à cristal comme changeur de fréquence (en japonais).

Y. NAKAHARA, *Jour. Inst. Elec. Comm. Engr., Japan*, **34**, n° 5, 246-254, mai 1951.

On démontre que la pente de conversion K et la conductance image G_x sont importants dans le changement de fréquence. On présente les deux équations empiriques suivantes pour la caractéristique du cristal

$$I = A(e^{\alpha V} - 1) - B(e^{\beta V} - 1) \text{ et } I + = au^n, I - = -h(-u)^m,$$

qui sont plus simples que celle de Kawahasi. Avec ces équations l'auteur calcule numériquement l'action du détecteur comme redresseur et changeur de fréquences ; calculs comparés ensuite avec les résultats expérimentaux. Pour un changeur de fréquence, il est désirable qu'il ait une faible impédance, mais même celui qui a une forte impédance peut s'employer, à condition d'être adapté.

Y. N.

T. 5. — EXPLOITATION ET APPLICATIONS.

T. 542. — Utilisation d'un nouveau type de double triode à faible facteur de bruit dans les montages d'accord des récepteurs de télévision (Use of new low-noise twin triode in television tuners).

par Robert M. COHEN, *R. C. A. Review*, mars 1951.

La nouvelle triode double, RCA-6BQ7, à faible facteur de bruit est susceptible d'accroître la sensibilité des récepteurs de télévision à amplification directe, à grille à la terre. Le tube est également utilisable dans les étages préamplificateurs en ondes décimétriques.

Le montage de la double triode peut être réalisé selon le schéma ci-dessous :

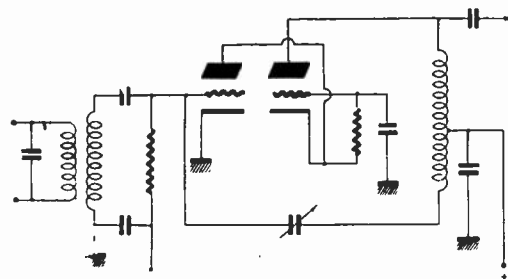


Fig. 1

On donne le tableau des caractéristiques de ce tube. Notons que sa pente est de 6 000 micromhos pour un courant de plaque de 9 mA ce qui permet d'obtenir à la fois un gain très élevé et une faible résistance équivalente de bruit. La capacité plaque-cathode est réduite à 0,135 picofarad, grâce à un type d'écran spécial.

La conductance d'entrée est de 200 micromhos à 100 Mc/s et 800 micromhos à 200 Mc/s. Les caractéristiques ont une forme à peu près quadratique.

On s'étend sur des mesures de performances effectuées sur la double triode et sur certaines précautions à prendre dans les montages.

R.T.F.

T. 58. — Nouvel appareil de télémessure-télécommande (en japonais).

Y. SIMAZU et K. NIITA, *NEC*, n° 21, 1-11, mars 1951.

La Compagnie Nippon Electric a repris la fabrication de l'appareil de télémessure-télécommande modèle NE, interrompue pendant la guerre. Elle présente un nouveau type perfectionné. L'ancien modèle employait un commutateur rotatif pour obtenir une double synchronisation ; le nouveau modèle n'emploie que les relais qui donnent la même sécurité que celle du système à double synchronisation.

Dans le nouveau système, une impulsion de départ est suivie, d'une impulsion de renseignement après 0,3 minutes ; ensuite une seconde impulsion 0,3 minute après est de retour après le même temps, etc...

Les auteurs décrivent les nécessités inhérentes au système de télémessure et de télécommande, puis détaillent le système et l'équipement, et finalement présentent le modèle NE. Cet appareil, capable de commander et signaler l'état opératoire de 9 appareils, de signaler 13 états et de faire 8 télémessures vient d'être installé à Yui dans une sous-station du Chemin de fer national du Japon.

Y. N.

T. 6. — DÉTAILS ET CONSTRUCTION DES APPAREILS ET DU MATÉRIEL.

T. 63. — Variation dans le temps de la caractéristique d'un tube électronique (en japonais).

M. KUWATA et H. NIIZUMA, *Monthly Jour. Elec. Comm. Lab.* **4**, n° 1, 30-38, janvier 1951.

La caractéristique mesurée d'un tube varie d'un jour à l'autre. L'auteur a trouvé que l'humidité et la température de l'atmosphère en sont les causes, cette dernière influant davantage. Il y a d'autres causes dans le tube lui-même ; la variation du degré de vide et celle du courant de saturation produisent des effets remarquables, mais le potentiel de contact varie peu. En ce qui concerne la caractéristique dynamique, la variation du coefficient de distorsion, est assez grande, mais l'augmentation du potentiel de charge d'espace causée par les électrons libres produit une bien plus grande perturbation sur la caractéristique et le bruit de fond.

Y. N.

TOUS LES CONDENSATEURS

Céramiques...



CONDENSATEURS
"POT"
200 2.500 pf. - 10.000 25.000 V

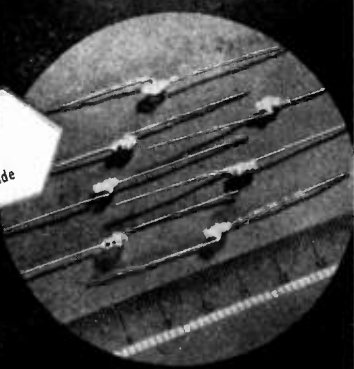
CONDENSATEURS
"ASSIETTE"
les plus économiques "in the world"
ou Kvar admissible



CONDENSATEURS
"PRECISION"
correction de dérive de 1 à 1000 pf.
Découplage jusqu'à 10.000 pf.



CONDENSATEURS
"MICRAVIA"
les plus petits condensateurs du monde



LCC LE CONDENSATEUR CÉRAMIQUE L.C.C.
79, Bd HAUSSMANN - PARIS-8^e - TÉL. ANJOU 84-60

PUBLÉDITEC DOMENACH

LES THYRATRONS DE LA VERRERIE SCIENTIFIQUE

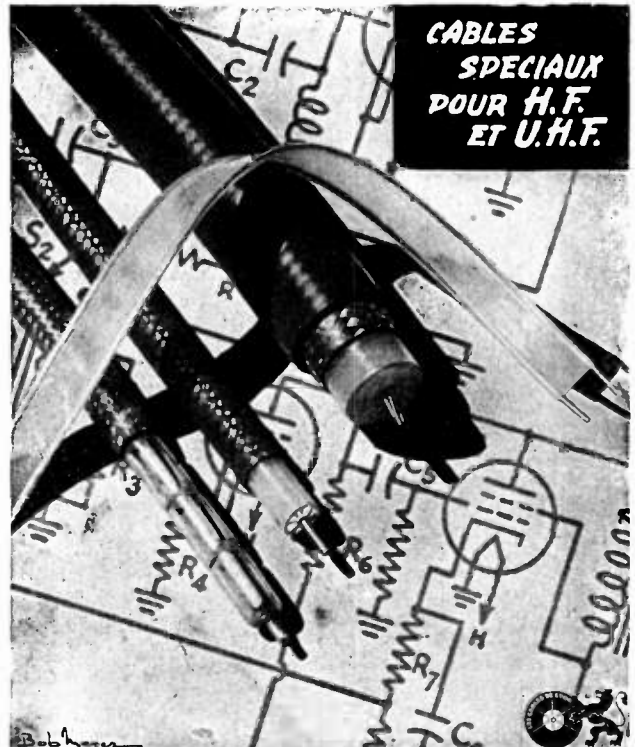
12, Avenue du Maine
PARIS (XV^e) LITRE 90-



*inusable
sans défaillances!*

J. des Panniers

**CABLES
SPECIAUX
POUR H.F.
ET U.H.F.**



LES CABLES DE LYON
170 AVENUE JEAN-JAURES
LYON

T. 63. — La caractéristique tension-courant du tube de puissance à faisceau électronique (en japonais).

M. WADA, *Jour. Inst. Elec. Comm. Engr., Japan*, 34, n° 2, 57-64, février 1951.

On étudie une tétrode de puissance à faisceau électronique en application de la théorie de Koike pour les triodes, en considérant la formation de la cathode virtuelle entre l'écran et la plaque et en tenant compte de la courbure de la trajectoire électronique. Les calculs faits pour le courant grille, la tension du "cut-off" et le courant plaque pour le tube 807, sont en bon accord avec les résultats expérimentaux si l'on tient compte des erreurs de dimensions dans la fabrication.

Y. N.

T. 63. — Etat de la pellicule du « getter » à baryum (en japonais).

T. ICHIMIYA, Z. ODA, N. MIZUSHIMA et O. OCHI, *The Material for the Res. of the Elec. Comm. Lab.*, n° 14, pp. 18, mai 1951.

Les auteurs ont examiné l'état de cette pellicule évaporée et déposée sur l'ampoule de la lampe, en fonction de l'évaporation et du traitement thermique ultérieur. Ils ont mesuré pour cela la variation de la résistance électrique en fonction de la température et de la quantité d'absorption à basse température.

Les résultats montrent que : 1) la pellicule de baryum a une structure granulaire, 2) la structure varie avec l'évaporation, 3) les cristaux qui composent la pellicule deviennent d'autant plus fins que la pression du gaz est plus grande au cours de l'évaporation, 4) l'abaissement de la température de l'ampoule cause des déformations dans les réseaux cristallins ; et 5) les effets indiqués aux 3) et 4) favorisent l'action du « getter » en augmentant la surface d'absorption et en rendant la pellicule plus active.

Y. N.

T. 63. — Effets de la résistance équivalente d'une cathode à oxyde sur les caractéristiques d'une lampe (en japonais).

K. KITAGAWA, *Jour. Inst. Elec. Comm. Engr., Japan*, 34, n° 2 75-80, février 1951.

La température de la cathode exerce une grande influence sur les caractéristiques d'un tube de réception, bien que le tube fonctionne dans le domaine où la charge d'espace n'intervient pas. Ceci est dû aux propriétés des cathodes à oxyde. L'auteur recommande l'emploi d'une résistance équivalente $R_0 = (\Delta g_m / g_m) \times (kT^2 / \phi \Delta T)$, où T est la température de la cathode, et Δg_m la variation de la pente g_m causée par la variation ΔT de température. R_0 dépend aussi de divers facteurs comme les dimensions le courant de plaque, la distribution de la température etc.

Y. N.

T. 63. — Essai comparatif de durée de la lampe ordinaire et de la lampe CZ-504-D munie d'une plaque-écran contre la chaleur (en japonais).

S. NAKAMURA, *Monthly Jour. Elec. Comm. Lab.*, 4, n° 4, 275-283, avril 1951.

En vue d'empêcher le dépôt de plomb dans le culot de la lampe CZ-504-D destinée au répéteur d'une ligne, l'auteur a inséré une plaque de mica recouverte de MgO ou de Al_2O_3 pour abaisser la température du culot et diminuer le courant électronique. Les résultats ont montré, au contraire, une durée plus courte de la lampe. Cela s'explique ainsi : la plaque écran contre la chaleur sert en même temps à arrêter les électrons libres venant de la cathode, ce qui arrête la diminution du potentiel au culot. Le courant électronique est donc concentré aux broches à basse tension ce qui produit cette ramification de plomb.

Y. N.

T. 63. — Rapport intérimaire d'essais pour la prévision de durée des tubes d'émission (en japonais).

H. TSUZUKI, H. UTSUMI, S. SAWAMURA et T. NINOMIYA *NHK Tech. Jour.*, n° 6, 21-31, 19 juin 1951.

Résultat de l'essai entrepris en 1947 par la Corporation de la Radiodiffusion du Japon dans le but de prévoir la durée des tubes

d'émission. La cause principale de détérioration est la coupure du filament ; on fait la mesure de la résistance d'un filament chaud, du degré de vide, et du courant d'émission. Les résultats sont décrits séparément pour les tubes à refroidissement par eau et par air. Calculs de la variation de la résistance chaude, de la décarbonisation du filament en tungstène thorié, de la fatigue du métal du filament avec une charge répétée et continue. Circuits de mesure des quantités précitées.

Y. N.

T. 63. — Relations entre le degré de vide et le courant inverse de grille (en japonais).

S. MURATA, S. ARAI, M. TAKAHASHI et Y. IWAMOTO *NHK Tech. Jour.*, n° 6, 5-14, juin 1951.

Les auteurs ont obtenu le degré de vide d'un tube électronique par la mesure du courant inverse de grille, spécialement pour le tube émetteur muni d'un indicateur de vide à l'ionisation. L'équation de Gossling $I_g/I_p = r_0 + Kp$ est valide ici ainsi que la relation des constantes r_0 et K avec les divers facteurs de fonctionnement, la structure et la dimension des électrodes. r_0 est presque indépendant de E_g et E_f , et à peu près proportionnel à E_p ; K est constant, sauf le cas de coupure, mais augmente légèrement quand E_p diminue. Les auteurs calculent le coefficient K qui correspond à la sensibilité de l'indicateur de vide à l'ionisation, pour le cas de la triode et de la pentode. Le résultat théorique tend à être en accord avec l'expérience, mais la valeur absolue est deux fois plus grande que la valeur expérimentale.

Y. N.

T. 63. — Sur la durée du filament de tungstène d'une lampe d'émission (en japonais).

H. YAMASITA et A. OKADA, *Monthly Jour. Elec. Comm. Lab.*, 4, n° 4, 265-274, avril 1951.

Cette durée, calculée d'après l'amenuisement dû à l'évaporation, ne concorde pas souvent avec la valeur mesurée. L'expérience de l'auteur montre que la durée est moindre que ne l'indique la théorie, dans le cas où la tension filament est plus faible que ne l'indique la spécification, et qu'elle varie ; pour la même tension d'après le mode de fonctionnement. L'auteur attribue ce fait à un autre amenuisement dû au bombardement des ions à grande vitesse produits par l'ionisation du gaz restant. La différence de durées dans les fonctionnements en classe B et classe C peut être expliquée par cet effet. Il y a, en outre, un troisième amenuisement de valeur moindre, de nature chimique, qui est proportionnel au degré de vide.

Y. N.

T. 63. — Cathode en thorium avec couche de réduction en zirconium (en japonais).

S. FUKAGAWA, *Electrotech. Paper*, 3, n° 1, 11-18, mai 1951.

On dépose par un procédé électrolytique ou par pulvérisation une couche de zirconium sur la cathode. Celle-ci est chauffée pendant 5 minutes à 1 750 — 1 900° K pour évacuer les gaz et on fait l'évaporation du getter. La cathode fournit une grande émission électronique à une température supérieure à 1 500° K ; le procédé de vieillissement n'est donc pas nécessaire. L'adhérence des couches de Zr, de ThO_2 et de métal de base est satisfaisante et les couches se détachent rarement. La mesure de l'émission montre que le travail nécessaire à la sortie des électrons se distribue entre 3,13 et 1,78 ev. ; et on peut remarquer un angle dans la courbe de Richardson, ce qui peut s'expliquer par le passage de la conduction suivant Nijboer à la conduction suivant Wilson. La relation de l'émission avec l'épaisseur de la couche esr également étudiée cherché. On peut en conclure que le rôle du Zr dans cette cathode est de contribuer à la formation de baryum isolé en renouvelant sans cesse le degré d'impureté.

Y. N.

T. 643. — Détérioration des condensateurs électrolytiques (en japonais).

T. YURINO et Y. NAKANISI, *Monthly Jour. Elec. Comm. Lab.*, 4, n° 5, 324-346, mai 1951.

L'auteur discute les résultats déjà publiés sur cet essai de durée. (Yurino et Watanabe, *Monthly Jour. Elec. Comm. Lab.*, 2, 405, 1949) et il donne quelques explications sur le bien-fondé de ces résultats.

RADIO AIR
FOURNISSEUR DES MINISTÈRES



MATÉRIEL PROFESSIONNEL
PIÈCES DÉTACHÉES
FICHES
QUARTZ
BOUTONS

APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES
S.A. CAPITAL 50.000 000 F.
50, Rue Charles-Laffitte NEUILLY-SUR-SEINE • Tél: MAI 59 84 & 85
Usines: NEUILLY-S-SEINE & ASNIÈRES

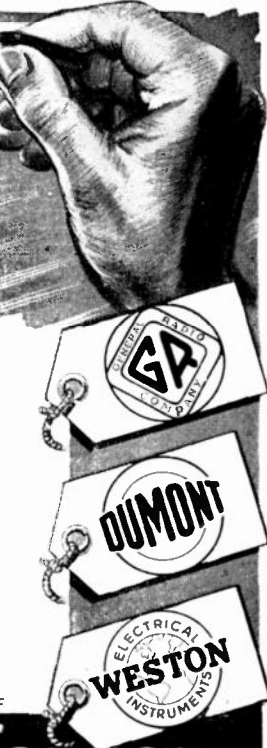
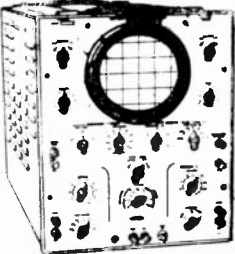
"Réduit"...et encore meilleur!
CONDENSATEUR ELECTROLYTIQUE
ET AU PAPIER
série tube alu



S.I.C.
S INDUSTRIELLE DES CONDENSATEURS
95 à 107, Rue de Bellevue, Colombes - Charlebourg 29 22

SAVEZ-VOUS QUE

notre expérience de vingt ans comme importateur, notre liaison constante et directe avec les constructeurs américains, nous permet de livrer régulièrement tous les appareils de mesures américains des plus grandes marques dans tous les domaines...

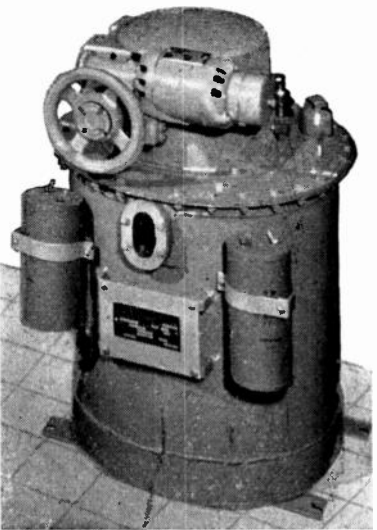



Oscillographe HF type 303
AGENT GÉNÉRAL ET EXCLUSIF

RADIOPHON
50, Rue du Faubourg-Poissonnière PARIS 1
Tél. : PROVENCE 32-03 32-04

ag. PUBLIDITEC-DOMENACH

SFME
PANTIN



Redresseur — 15.000 volts — 5 ampères

- Redresseurs. Bobines de Self-Inductance pour filtrage de courants redressés.
- Transformateurs spéciaux.
- Réglage de la Tension.
- Tableaux et pupitres de commande.

Nombreuses Références dans les Stations d'Emission

62, RUE DENIS-PAPIN ★ Tél. NORD. 47-62

Les variations de capacité et de perte ne sont pas régulières ; pourtant le courant de fuite, bien que sensible à la tension, aux courants de charge et de décharge et à la caractéristique thermique a une régularité qui permet de l'employer comme critérium de détérioration. Les caractéristiques mentionnées ci-dessus sont analysées. Pour connaître la qualité d'un condensateur en un temps très court, il est nécessaire de faire un essai accéléré.

Y. N.

T. 645. — Sur la valeur des résistances solides (en japonais).

K. ITO et Y. TAKEYOSI, *Jour. Inst. Elec. Comm. Engr., Japan*, **34**, n° 3, 131-133, mars 1951.

L'auteur a construit des résistances solides composées de carbone, résine au phénol et poudre de silice par solidification thermique et il a mesuré leur résistance. La relation entre celle-ci et les composants est montrée dans des figures et des tables. L'auteur fait la comparaison entre la formule expérimentale trouvée et celle de Takahasi (*Tanso*, 1, n° 2, 71, 1950). Elle est suivie d'une discussion.

Y. N.

T. 66. — Application des câbles remplis de gaz aux télécommunications. I. Théorie du remplissage (en japonais).

A. SAITO, *Journ. Inst. Elec. Comm. Engr., Japan*, **34**, n° 3, 117-125, mars 1951.

L'auteur est parvenu par la méthode graphique d'Osida à résoudre l'équation différentielle qui a la forme de celle de la conduction thermique, (*Jour Phys. Soc. Japan*, 3, 223 juin/août 1948). Les résultats expérimentaux ont montré que le courant gazeux est laminaire sauf dans le cas de transitoires et que la résistance du gaz est inversement proportionnelle à la pression moyenne. L'auteur a calculé la pression interne et le degré de mobilité dans un câble fermé à une extrémité ; la pression moyenne pour le câble de longueur finie, la pression interne, le critère de remplissage optimum et le procédé d'équilibrage pour un câble semi-infini.

Y. N.

T. 66. — Essai de pression dans un câble rempli de gaz (en japonais).

M. ROKUNOHE, *Monthly Jour. Elec. Comm. Lab.*, **4**, n° 5, 309-323, mai 1951.

Pour faire cet essai de pression dans un câble blindé enroulé autour d'un touret ; avec enveloppe au plomb, il est nécessaire de savoir la température à l'intérieur du câble. L'auteur a trouvé que la température de la partie basse de l'intérieur du trou central du touret représentait la température moyenne de l'intérieur du câble. L'essai appliqué au câble à 38 paires qui relie par onde porteuse Osaka et Nagoya a donné des résultats qui sont analysés en tenant compte du fait mentionné plus haut. On donne également un avant-projet de l'essai de réception.

Y. N.

T. 670. — Réfraction des ondes sonores (Refracting sound waves).

Wireless Engineer, janvier 1951, éditorial.

La réfraction est en général associée à l'idée de milieu continu et la diffraction avec la rencontre de grains de matière, mais la réfraction peut aussi se produire dans un milieu contenant un ensemble d'obstacles (corps conducteurs dans le cas d'ondes électromagnétiques, corps rigides dans celui des ondes sonores).

La réfraction s'explique :

1°. par le « re-rayonnement » à partir des obstacles, 2°. par l'altération des propriétés du milieu due à la présence des obstacles. Il se produit une augmentation de densité et d'inertie de l'espace comprenant les obstacles rigides et un calcul approximatif donne une valeur de l'indice de réfraction résultant apparent. Si la longueur d'onde descend à environ 2 fois la dimension des obstacles, il apparaît des phénomènes de dispersion sélective. On a pu construire des lentilles sonores. Dans le cas de lentilles plan-convexes, on montre qu'une forme approximativement circulaire convient ; leur diamètre doit être grand par rapport à la longueur d'onde. La lentille peut servir comme radiateur ou

comme récepteur. On indique différentes réalisations : a. disques de 12 mm de diamètre, 0,4 mm d'épaisseur, enfilés sur des tiges ;

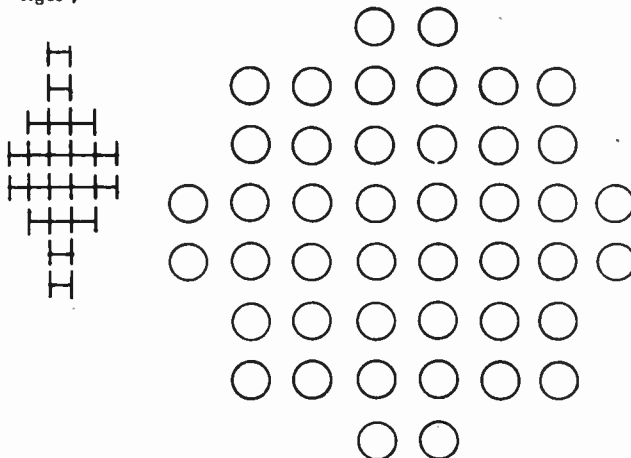


FIG. 2

b. prismes faits de bandes disposées parallèlement et produisant un effet dispersif (ce qui permet d'employer ce filtre comme analyseur spectral)

c. lentille doublement convexe, coupant à 10 kc/s,

d. lentilles à plaques inclinées où les ondes ne sont pas ralenties par des obstacles, mais sont forcées de suivre un parcours allongé, avec deux variantes possibles, {symétriques ou non.

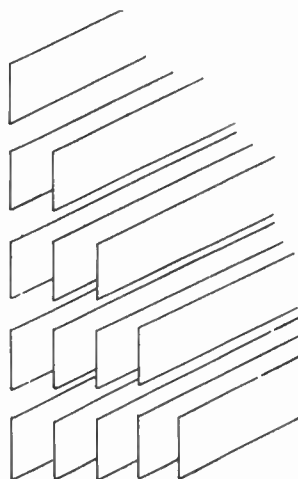


FIG. 3

Un radiateur de surface d'ouverture A donne son gain maximum quand la distribution d'énergie et de phase est uniforme sur l'ouverture ; le gain est égal à $4\pi A/\lambda^2$ (λ longueur d'onde).

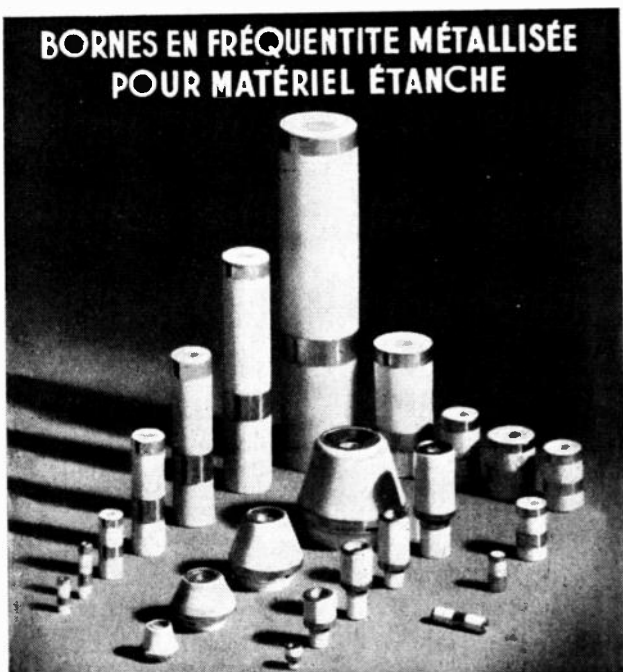
R. T. F.

T. 679 — Vibromètre à excitation électrodynamique. Mesures électrostatiques. (en japonais).

G. ITO et S. YAMAZAKI, *Jour. Inst. Elec. Comm. Engr., Japan*, **34**, n° 3, 134-140, mars 1951.

L'auteur a déjà présenté ce vibromètre. Il vient d'être amélioré dans son circuit magnétique pour être utilisé comme instrument de mesure. La capacité du vibromètre est employée comme celle d'un circuit oscillant pour produire de la modulation de fréquence. L'oscillation modulée passe dans le discriminateur puis dans le démodulateur pour produire la tension de sortie. On donne des détails sur la caractéristique du système électro-acoustique et les résultats d'expérience qui sont en bon accord avec la théorie.

**BORNES EN FRÉQUENTITE MÉTALLISÉE
POUR MATÉRIEL ÉTANCHE**



CATALOGUE SUR DEMANDE

STÉAFIX & C^{IE} 17, RUE FRANCOEUR
PARIS 18^e MON. 02.93.6119

PUBL. RAPH

**CONDENSATEURS
AU MICA**



CATALOGUE SUR DEMANDE

STÉAFIX & C^{IE} 17, RUE FRANCOEUR
PARIS 18^e MON. 02.93.6119

PUBL. RAPH

Société N. E. C. E. M.
cherche...

**Travaux de câblage ou
tous travaux
d'Électro - Mécanique**

Société N. E. C. M.
13, rue René-Coche
MIC. 10.91 — VANVES (Seine) — MIC. 10.91

**Condensateurs au Mica
sous gaine céramique étanche**

(conforme
aux normes
C G T U)



Grandeur nature

André SERF
127, Faubourg du Temple
PARIS (10^e) Nor 10.17
Pour la Belgique :
M. Robert DEFOSSEZ, 13, rue de la Madeleine, BRUXELLES

PUBL RAPH

LA GRANDE MARQUE AMÉRICAINE



Spécialiste depuis plus de
20 ans des **RADIOTÉLÉ-
PHONES MOBILES** à deux
voies.

est représentée en France par LA
WESTERN ELECTRIC Company
(France).

Motorola FM Radiotéléphones: Stations fixes
et mobiles - Dispatching - Appel sélectif des voi-
tures "QUICK-CALL" - Cable Hertzien - Télégra-
phie Harmonique - Télémetering - Handie Talkie.

Western Electric Company (France)
120, CHAMPS-ÉLYSÉES - PARIS 8^e
TÉLÉPHONE : BALZAC 38-85 (3 LIGNES GROUPEES)
TÉLÉGRAMMES : WESTREX-PARIS

ANALYSES

1. — La pagination adoptée permet de détacher facilement les analyses du reste de la revue.
2. — Le nombre qui précède chaque analyse est celui de la classification décimale adoptée par le Laboratoire National de Radioélectricité (voir O. E., 228, mars 1946, pages 1A-7A). Cette classification peut être fournie en "tiré à part".

3. — Les références bibliographiques comportent, après le titre de l'article et le nom de l'auteur, le titre abrégé de la revue le tome (en caractères gras), éventuellement le numéro du fascicule, le mois et l'année, et enfin l'indication des pages.
4. — Pour les abréviations utilisées pour les titres des principales revues citées, se reporter à : O. E. 228, mars 1946, page 1v.

T. 0. — GÉNÉRALITÉS PRÉLIMINAIRES.

T. 020. — Foundations of Wireless.

par M. G. SCROGGIE. Editeur : *Iliffe and Sons Ltd.* 1 volume de 328 pages, 236 figures (5^e Edition). (Service de Presse).

Ce livre est destiné aux débutants dans l'étude de la Radio. Il commence par les notions d'électricité élémentaire, capacité, inductance, courant alternatif puis il donne des indications précises sur les valves, les oscillations électriques, les antennes, la détection, l'amplification, la sélectivité, les récepteurs super-hétérodynes et les tubes à rayons cathodiques.

M.M.

T. 021. — Calcul intégral et premières applications.

par J. QUINET — Préface de R. Barthélemy. 1 Volume de 214 pages, 15,5 cm × 24 cm, avec 81 figures. Editeur : Dunod, 92, rue Bonaparte, Paris-6^e. (Service de Presse).

Ce volume est le tome III du cours élémentaire de mathématiques supérieures de la Bibliothèque de l'Enseignement technique.

La table des matières indique :

Définition d'une intégrale — Procédés d'intégration. Intégration des fractions rationnelles. Intégration des expressions trigonométriques. Applications des intégrales. Lignes trigonométriques hyperboliques.

M.M.

T. 2. — RAYONNEMENT PROPAGATION.

T. 21. — Antennen fur Zentimeter, Dezimeter Wellen.

par Friedrich BENZ. 1 Volume de 96 pages 10 cm × 15 cm, 49 figures et 8 tableaux, Editeur : Das Elektron-Lin. Graben 9.

L'ouvrage contient un résumé des théories des antennes et un exposé des différents genres d'antennes.

Les tableaux donnent des valeurs numériques pratiques, sur les câbles coaxiaux et les antennes en général.

Une bibliographie d'articles termine l'ouvrage.

M.M.

T. 212. — Advanced Theory of Waveguides.

par L. Lewin. 1 Volume de 192 pages, 14 cm × 21,5 cm, avec 54 figures. Editeur : « Wireless Engineer ». Iliffe and Sons Ltd. Londres. (Service de Presse).

Cet ouvrage débute par l'exposé de la théorie électromagnétique et ses applications à la question.

L'exposé est mathématique et des exemples numériques sont indiqués.

L'ouvrage se termine par 23 pages de bibliographie.

M.M.

T. 222-246-248. — Compte rendu de la deuxième réunion de la Commission mixte de l'ionosphère tenue à Bruxelles du 4 au 6 septembre 1950.

Editeur : Secrétariat Général de l'U.R.S.I., 42, rue des Minimes, à Bruxelles. 1 Volume de 230 pages, 16 cm × 24 cm, (Textes en anglais ou en allemand — Résumés en français).

Extrait de la table des matières.

La formation de l'ionosphère — Mouvements de l'ionosphère — Orages ionosphériques et phénomènes solaires — Ionisation E sporadique — Particules solaires à la terre — Eclipses de soleil du 25 février 1952.

M.M.

T. 24. — Intermodulation dans l'ionosphère. (Ionospheric cross modulation).

par I. J. SHAN, *Wireless Engineer*, Novembre 1951, t. 28, n° 338, pp. 335-342.

Les expériences faites en Grande-Bretagne sur l'interaction des ondes radioélectriques dans l'ionosphère (ou effet Luxembourg) ont consisté à mesurer l'amplitude et la phase de la modulation transférée à l'onde utile, sur laquelle est accordé le récepteur, par la station « perturbatrice » modulée à basse fréquence. Quand la fréquence de modulation varie, ces deux quantités varient également : on en déduit l'altitude où se produit l'intermodulation, ainsi que la fréquence de collision entre électrons et molécules neutres. Dans le cas d'une station perturbatrice de 100 kW l'intermodulation atteint 5 % pour une modulation à 60 c/s ; l'intermodulation diminue quand la fréquence de modulation augmente et elle est de 0,25 % à 2 000 c/s.

La théorie de l'intermodulation a pour base l'action que le champ électromagnétique de l'onde utile exerce sur les électrons dont l'énergie cinétique augmente, en même temps que l'énergie qu'ils communiquent aux molécules qu'ils choquent. Quand la station « perturbatrice » fonctionne, la fréquence de collision des électrons augmente et il en est de même de l'absorption de l'onde utile dans l'ionosphère ; le champ de produit cette onde au voisinage du récepteur diminue et cette diminution suit les variations de la modulation de la station « perturbatrice », comme le montre le calcul.

Dans les expériences faites, la station « utile » avait l'une des fréquences suivantes 757, 804, 1050, 1122 kc/s. La fréquence de la station perturbatrice était de 167 kc/s. L'intermodulation mesurée correspondait aux valeurs déduites de la théorie ; elle est proportionnelle à la puissance de la station perturbatrice et à la profondeur de la modulation ; elle diminue quand la radio-fréquence de la station utile augmente et disparaît vers 4 Mc/s.

Au lever du soleil l'absorption décroît, contrairement à la théorie. On a constaté une « self-distorsion » : dans une onde modulée provenant d'un émetteur puissant la profondeur de modulation de l'onde réfléchie sur l'ionosphère est inférieure à la profondeur de modulation au voisinage de l'émetteur : la qualité d'une émission peut être amoindrie aux fréquences basses de modulation ; l'harmonique 2 de modulation est susceptible d'apparaître aux fréquences basses de modulation.

R.T.F.

T. 28. — Exposé des progrès réalisés dans l'étude théorique du guidage des ondes radioélectriques par un seul fil conducteur. (Fortschritte in der Theorie der Drahtwellen).

par Heinrich KADEN, *A.E.U.*, Septembre 1951, p. 399-414.

En guise d'introduction on donne un rapide aperçu de l'affaiblissement introduit par les divers systèmes de transmissions d'ondes : ligne bifilaire, câble coaxial, guide d'onde.

Une autre solution pour la réalisation de lignes de transmission à très hautes fréquences est fournie par le guidage des ondes à l'aide d'un simple fil conducteur. Les ondes de surface, déjà étudiées par Sommerfeld dès 1899, ont l'inconvénient de se manifester dans un assez grand rayon autour du fil, mais Goubau a montré (1950) que ce rayonnement peut être considérable-

L'OSCILLOGRAPHIE CATHODIQUE

TYPE

262 B

● Amplificateur vertical 10 MHz à gain élevé.

● Balayage, déclenché très rapide (0,1 μ s) jusqu'à 1 μ s

● Ligne de retard incorporé (0,3 μ s).

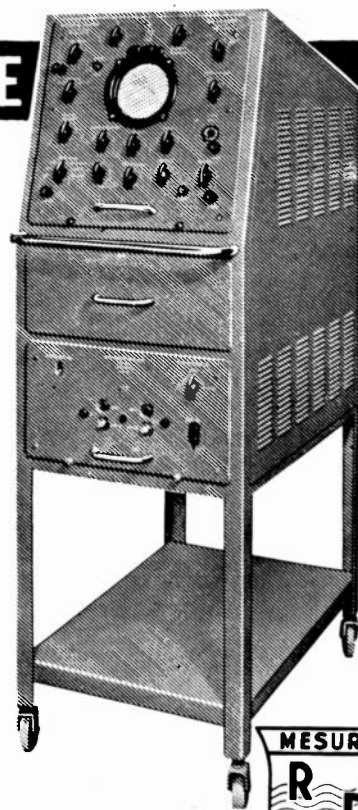
● Marqueur de 1 μ s à 1000 μ s.

et...

● MONO DÉCLENCHEUR manuel.

● Nouvelles lampes homologuées.

Digne successeur du réputé 262 A



PRÉSENTÉ PAR
RIBET-DESJARDINS

13, RUE PÉRIER, MONTROUGE (SEINE) ALE. 24-40

KODAK

FILMS

pour

ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE

FILMS de 6,35 mm, très haute définition, pour professionnels et amateurs. Existents en bobines de 1.000, 800, 375 et 185 m sur supports de 5/100 et 3,75/100 mm. Ces films conviennent à toutes les vitesses de défilement comprises entre 76,2 et 9 cm/s.

FILMS pour CINÉMA et TÉLÉCINÉMA en 35, 17,5 et 16 mm. Tous autres formats sur demande.

PLAQUES & FILMS

pour

EMPLOI SCIENTIFIQUE

PLAQUES pour spectrographie, astronomie, analyse qualitative et quantitative, effet Raman.

PLAQUES UNIFORM GAMMA

PLAQUES TYPES B 10, B 20, O 250

PLAQUES pour études d'éléments traceurs.

FILMS SEMI-RIGIDES (émulsions normales orthochromatiques et panchromatiques.

FILMS SEMI-RIGIDES PHOTOFLURE (grande sensibilité dans l'ultraviolet.)

FILMS 35 mm (émulsions sensibles dans l'ultraviolet, le visible et l'infrarouge.)

KODAK-PATHÉ S.A.F.

SERVICE
MAGNÉTIQUE

SERVICE RADIOGRAPHIQUE
ET SCIENTIFIQUE

17, Rue François-I^{er} Paris 8^e

Tél. Balzac 26-30

ment réduit si le fil conducteur est recouvert d'une couche diélectrique ou bien s'il est simplement magnétiquement « chargé » par un enroulement extérieur hélicoïdal ou bien encore si ce fil possède une âme magnétique. Tous ces procédés ont pour but de créer une composante axiale du champ électrique. La plus grande partie de l'énergie reste alors confinée à l'intérieur d'un espace de rayon r_0 autour du fil et l'on peut définir une impédance caractéristique comme s'il s'agissait d'un câble coaxial (câble coaxial équivalent).

Fil recouvert d'un diélectrique. Fil de cuivre de 5 mm, couche de polystyrol de 0,28 mm. La valeur de r_0 qui est de l'ordre de 20 à 40 m pour les ondes de 10 m, s'abaisse à 2 à 4 m pour des ondes de 1 m et à des valeurs de 0,15 à 0,25 m pour des ondes de 0,1 m.

L'impédance caractéristique prend pour ces trois longueurs d'onde, des valeurs de l'ordre de 500 ohms, 400 ohms et 250 ohms.

Les affaiblissements kilométriques sont de l'ordre de 0,09 N/km pour les ondes de 10 m 0,4 N/km pour les ondes de 1 m 1,8 à 2,5 N/km pour les ondes de 0,1 m.

Ces données permettent de calculer les lignes de transmission comme s'il s'agissait de câbles coaxiaux. Il est facile, toujours d'après ces données, d'adapter éventuellement une ligne de transmission unifilaire à un câble coaxial.

Un autre problème est celui des couplages qui peuvent se produire entre deux lignes de transmission unifilaire parallèles. On développe les calculs et on en résume les résultats dans un tableau fournissant des renseignements pratiques.

Fils à charge magnétique. Le fil à charge magnétique donne des résultats supérieurs au fil à enveloppe diélectrique pour les ondes métriques ou décimétriques. Par contre il lui devient très inférieur pour les longueurs d'onde au-dessous de 1 mètre.

R.T.F.

T. 283. — T. 334.4. — T. 453. — Nouveau discriminateur pour ondes centimétriques ; application à un oscillateur stabilisé en fréquence.

K. C. JOHNSON, *Pr. Inst. El. Eng.*, mars 1951, 111, 98, 52, 77-80.

La stabilisation des oscillateurs hyperfréquences par discriminateur à double accord, est assez délicate. L'auteur présente un montage n'utilisant qu'un seul résonateur à cavité. La tension U captée dans cette cavité par une boucle de couplage (et dont la phase varie rapidement aux environs de l'accord) est ajoutée à une tension fixe U' plus grande ; la tension résultante varie donc comme dans un discriminateur de phase ; elle est détectée dans un premier cristal. Puis, pour compenser sa variation avec l'amplitude du signal, on ajoute une seconde boucle formant écran entre la première et la cavité, et on la court-circuite périodiquement (à 400 kc/s) par un second cristal modulateur ; il en résulte dans le courant détecté une variation à 400 kc/s, qui ne dépend que de U .

Sur un klystron CV 65 à 3 250 Mc/s, avec une cavité de longueur 12 cm, de diamètre 6 cm, et une paroi d'épaisseur 2 cm ; on obtient une stabilité de 10^{-8} c'est-à-dire que le poids d'une pièce de monnaie posée sur la cavité, produit un dérèglement appréciable.

P. D.

T. 3. — PRODUCTION DES OSCILLATIONS ÉLECTRIQUES.

T. 361. — T. 483. — Un récepteur à saut de fréquence avec double diversité.

D. G. LINDSAY, *Pr. Inst. Rad. Eng.*, juin 1951, 39, 6, 598-612.

Article pédagogique sur la réception télégraphique par saut de fréquence (Shift) et diversité d'espace.

Après un bref historique et un rappel des principes, l'auteur expose très objectivement les avantages, inconvénients et points douteux du procédé. Le saut de fréquence procure un bénéfice marqué vis-à-vis des évanouissements globaux rapides, parce qu'il permet une meilleure régulation automatique de gain. Il est aussi meilleur vis-à-vis des évanouissements sélectifs. Il permet une réduction du spectre occupé par arrondissement des signaux, même avec des amplificateurs classe C. Tous ces avantages ne seraient pas obtenus, dans les trafics difficiles, par une augmentation de puissance de 10 db et plus.

La diversité double d'espace apporte encore un avantage d'environ 10 db, par rapport au bruit plus encore par rapport aux évanouissements sélectifs. La diversité triple est encore un peu meilleure.

La deuxième partie de l'article est consacrée à la description complète d'un équipement couvrant la bande 1,5 à 30 Mc/s avec saut de 850 c/s, vitesse 50 bauds, filtres sur 2 125 et 2 975 c/s Diagrammes, courbes et tableaux des performances.

P. D.

T. 4. — AMPLIFICATION ET RÉCEPTION.

T. 42. — Sur les réseaux à « déphasage minimum » (Minimum phase networks).

par J. A. TANNER, *Electronic Engineering*, Novembre 1951, p 418-423.

Théorème fondamental. Un réseau à déphasage minimum possède une fonction de transfert qui ne présente aucun zéro, ni aucun pôle, dans la partie du plan complexe située à droite de l'axe imaginaire.

Le réseau à déphasage minimum possède, à toute fréquence, un déphasage algébriquement inférieur à celui de tout autre réseau ayant la même caractéristique de gain. Le réseau à déphasage minimum, s'il existe, confère au système un caractère certain de stabilité. La caractéristique (gain/fréquence) est alors une fonction définie de la caractéristique (phase/fréquence). Bode a discuté cette relation, qui se traduit par une formule reproduite en appendice de l'article de J.A. Tanner.

L'auteur se propose de montrer comment on peut réaliser, en pratique, des réseaux à déphasage minimum :

- 1° à structure en échelle ;
- 2° à structure en treillis ;
- 3° à structure en T ponté ;
- 4° à structure en double T ;
- 5° à structure en échelle avec couplage entre éléments en série.

Dans chacun de ces cas on établit la fonction de transfert du réseau et l'on discute les conditions que doivent remplir les impédances pour que les zéros et les pôles de cette fonction soient tous à la gauche de l'axe imaginaire du plan complexe.

R.T.F.

T. 420. — Utilisation d'un réseau en double T comme mélangeur linéaire. (The parallel T network as a linear mixer).

par J.S. NISBET, *Electronic Engineering*, Novembre 1951, p. 432-433.

On désire mélanger le débit de deux oscillateurs sans introduire de couplage entre eux. Le réseau en double T fournit une solution intéressante.

On suppose que chacun des T est symétrique. Les oscillateurs sont branchés entre les bornes OA et OB . La sortie du système sera prise, soit entre O et C , soit entre O et D .

Pour que le couplage des deux oscillateurs soit nul il faut que les éléments constitutifs des T soient tels que toute tension appliquée entre O et A ne développe aucune tension entre O et B et vice versa. L'équation qui exprime cette condition est :

$$O = 2R_1 + \frac{R_1^2}{jX_1} + 2jX_2 - \frac{X_2^2}{R_2}$$

On peut choisir une quantité arbitraire m telle que :

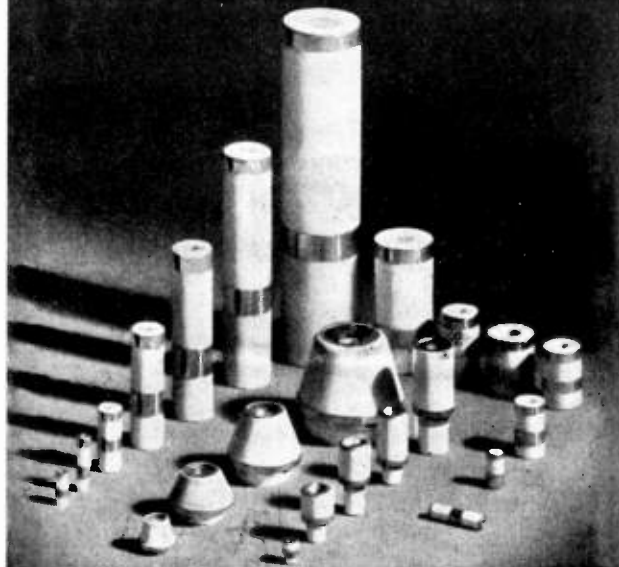
$$X_2 = mR_1$$

On en déduit :

$$R_2 = \frac{1}{2} m^2 R_1$$

$$X_1 = \frac{1}{2} \frac{R_1}{m}$$

BORNES EN FRÉQUENTITE MÉTALLISÉE POUR MATÉRIEL ÉTANCHE

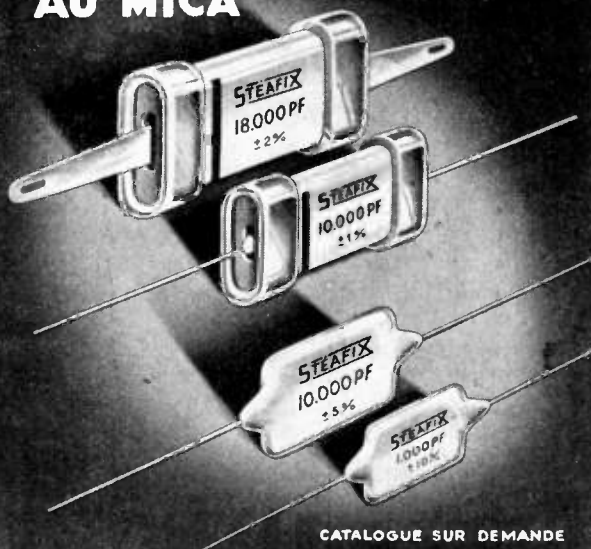


CATALOGUE SUR DEMANDE

STÉAFIX & C^{IE} 17, RUE FRANCOEUR
PARIS 18^e MON. 02.93.61.19

PUBL. RAPPY

CONDENSATEURS AU MICA



CATALOGUE SUR DEMANDE

STÉAFIX & C^{IE} 17, RUE FRANCOEUR
PARIS 18^e MON. 02.93.61.19

PUBL. RAPPY

CSF

C^{IE} G^{LE} DE TÉLÉGRAPHIE SANS FIL

CENTRE DE RECHERCHES TECHNIQUES

23, Rue du MAROC-PARIS 19^e ★ BOTZARIS: 17-06, 66-50 & 51

RÉCEPTEUR STABILIDYNE

GAMME: 2-30 Mc/s

Seul appareil permettant l'affichage de la fréquence, l'écoute en veille calée avec variation continue de la fréquence stabilisée par un seul quartz.

Indicateur des harmoniques

Compteur des centaines kc/s

Compteur des unités kc/s

Indicateur d'accord

Réglage d'accord

Commutateur de sous-gammes

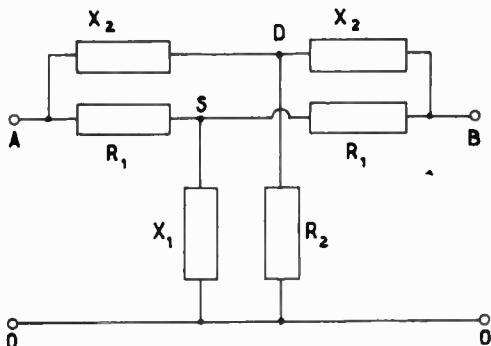


Ag PUBLÉDITEC-DOMENACH

Régisseur exclusif de la Publicité de l'Onde Electrique ; Agence-Publéditec-Domenach, 161, Boulevard St-Germain, PARIS-6^e, Tél. LIT. 79-53

Si l'on recueille le produit du mélange en OC, le rapport de transfert T_c est :

$$T_c = \frac{1}{\frac{R_1}{jX_1} + 2} = \frac{1}{2(1 - jm)}$$



Si l'on recueille en OD, le rapport de transfert T_D sera :

$$T_D = \frac{1}{\frac{R_2 + jX_2}{R_2} + 1} = \frac{1}{2 \left(1 + \frac{j}{m} \right)}$$

L'auteur a réalisé des mélanges sans couplage de deux fréquences de l'ordre de 50 kc/s différant entre elles de moins de 1 c/s.

R.T.F.

T. 43. — Ronflement induit par le chauffage dans les amplificateurs à fréquence audible. (Heater induced hum in Audio amplifiers).

Tele-Tech, Novembre 1951, p. 58-59.

Le ronflement causé par le chauffage, peut varier suivant les tubes et les montages, dans les amplificateurs à faible niveau à courant alternatif de 1 à 500 microvolts. Une enquête a été menée à ce propos aux Etats-Unis par le Bureau des Standards. Onze types de tubes ont été étudiés ; on a essayé pour chacun d'eux différents montages. La résistance de cathode était, soit shuntée par une capacité de 50 μ F, soit non shuntée. La résistance d'entrée de grille était de 0 ou 0,5 mégohms.

On a mesuré les harmoniques du ronflement à 60 c/s à la sortie de l'amplificateur. L'article donne les procédés d'étalonnage employés. Des précautions ont été prises pour éliminer toute induction directe du secteur.

Les résultats les meilleurs ont été obtenus aussi bien pour les pentodes que pour les triodes, dans les circuits à cathode shuntée, le circuit de chauffage étant mis à la terre par un potentiomètre réglable et une faible impédance étant placée dans la grille.

Par un montage convenable, n'importe quel tube, triode et pentode, peut être amené à une tension de bruit inférieure à 10 microvolts ; pour les triodes, ce chiffre peut descendre à 2 microvolts.

R.T.F.

T. 432. — Sur les systèmes compresseur-expandeur à action instantanée dans les voies de transmission à bande vocale étroite. (Instantaneous companders on narrow band speech channels).

par J.C. LOZIER, *Bell System Tech. J.*, Octobre 1951, p. 1214-1220.

Lorsque les signaux de la parole passent dans un compresseur d'amplitudes, le spectre original des fréquences se trouve élargi sur plusieurs octaves, à cause des phénomènes d'intermodulation. On se propose ensuite de transmettre le signal sur une voie de transmission dont la bande passante n'est pas plus large que celle qui aurait été utilisée pour la parole naturelle ; cela est possible grâce à l'emploi d'un échantillonneur qui comprime le spectre des fréquences et le réduit à la largeur de la bande passante offerte par la voie de transmission. A la réception, des opé-

rations inverses permettent de restituer, sans distorsion, le signal initial. L'auteur discute les conditions à réaliser pour que cette restitution sans distorsion soit possible : il faut que l'échantillonnage à la réception soit exactement synchrone de celui qui avait été fait à l'émission et que, de plus, le milieu transmissif, n'ait pas introduit de distorsion non linéaire. Les conditions relatives à la voie de transmission quant à ses caractéristiques d'affaiblissement et de phase, sont assez sévères. L'auteur le montre par un calcul.

R.T.F.

T. 45. — Analyse exacte du fonctionnement d'un redresseur linéaire sur un circuit CR. (Exakte analyse des linearen Gleichrichterkreises).

par Heinz NIEHRS, *Frequenz*, Octobre 1951, p. 273-279.

Le circuit considéré est celui de la figure ci-dessous

On redresse la tension sinusoïdale $\sin \omega t$ (d'amplitude égale à l'unité), à l'aide d'un redresseur supposé linéaire et parfait, c'est-à-dire de résistance intérieure W constante pendant l'alternance passante et infinie pendant l'alternance bloquée.

La tension $v(\omega t)$ qui apparaît aux bornes de la résistance R va faire l'objet d'une étude analytique complète portant sur les amplitudes et les phases de l'onde fondamentale et des harmoniques. Toutes les grandeurs à étudier vont, évidemment, dépendre des angles α et β qui marquent, au cours de chaque période le commencement et la fin du passage du courant.

L'équation différentielle qui définit le problème est la suivante :

$$C \frac{dv(\omega t)}{dt} + \frac{v(\omega t)}{R} = \begin{cases} \frac{\sin \omega t - v(\omega t)}{W} \\ 0 \end{cases}$$

la valeur du second membre est :

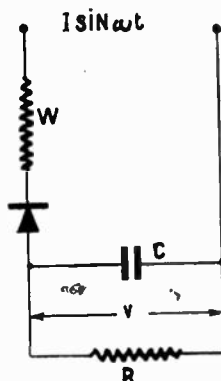
$$\frac{\sin \omega t - v(\omega t)}{W} \quad \text{pour} \quad \alpha < \omega t < \beta$$

$$0 \quad \text{pour} \quad \beta < \omega t < 2\pi + \alpha$$

Les valeurs de α et β dépendent de :

$$r = \frac{1}{C\omega} \cdot \frac{1}{R} = \lg \rho$$

$$z = \frac{1}{C\omega} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{W} \right) = \lg \xi$$



selon les relations :

$$e^{-z(\beta-\alpha)} = \frac{\sin(\beta + \delta)}{\sin(\alpha + \delta)}$$

$$e^{-r(\alpha + 2\pi - \beta)} = \frac{\sin \alpha}{\sin \beta}$$

Seuls les véritables

CABLES H.F.

CO-AX

(BREVETS ET MARQUES DÉPOSÉS)

à diélectrique air

Coffret

13 mm f/m

LES PLUS BASSES CAPACITÉS ET ATTÉNUATIONS
JAMAIS ATTEINTES

LIVRAISONS IMMÉDIATES par
les CRÉATEURS des CABLES H.F. à perles dès 1932

Types 70 ohms	à 100 Mc's.		Diamètre mm.
	Neper km.	kW.	
A 1	6.04	0.11	9
A 34	2.45	1.5	20

FEEDER.
FLEXIBLE.
EMISSION.

Types à faible capacité	Capacité mm f/m.	Impédance ohms	Diamètre mm.
C 11	20	174	9
C 22	18	184	11
C 33	15	220	16
C 344	14	260	22
C 44	13	250	26

CAPACITÉS
MINIMES

Ets. ELMA 10, RUE THÉOPHRASTE-RENAUDOT PARIS 15

CABLES SPECIAUX POUR H.F. ET U.H.F.

Bob Heyman

LES CABLES DE LYON

170 AVENUE JEAN-JAURES
LYON

LES THYRATRONS DE LA VERRERIE SCIENTIFIQUE

12, Avenue du Maine
PARIS (XV^e) LITRE 90-

inusable
sans défaillances!

J. des Lauriers

en posant :

$$\delta = \xi - \rho$$

L'auteur indique la marche à suivre pour le calcul et traduit les résultats par des graphiques valables pour des valeurs de $\pi/C\omega R$ comprises entre 0,01 et 10 et de $\pi/W C\omega$ comprises entre 1 et ∞ .

Si le redresseur, tout en étant linéaire (W constant), possédait une résistance non infinie (W') en sens inverse, il faudrait introduire dans les calculs une troisième grandeur :

$$z' = \frac{1}{C\omega} \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{W'} \right)$$

R.T.F.

T. 48. — Détection de signaux d'impulsions au voisinage du seuil de bruit. (The detection of pulse signals near the noise threshold).

par R.E. SPENCER, *Journal British of Radio Engineers*, Octobre 1951, p. 435-453.

On étudie les facteurs qui déterminent la possibilité d'observer un signal d'impulsion en présence de bruit. On passe en revue les résultats théoriques et pratiques énoncés dans la littérature existante et l'on présente quelques démonstrations qui, sans avoir la rigueur des modes classiques de traitement de la question, ont une base physique plus intuitive.

On suppose que le spectre de bruit a une étendue supérieure à celui du signal et on étudie spécialement la forme « gaussienne » d'une impulsion, en montrant qu'on peut se dispenser d'étudier d'autres formes, telles que celle des signaux carrés. On fait d'autre part état de critères résultant des travaux de Wiener et de Shannon.

L'énergie moyenne nécessaire pour la détection de chaque impulsion séparée est comparable à l'énergie de bruit dans une bande égale à la fréquence de répétition. On obtient la capacité additionnelle d'information en définissant la phase de l'impulsion à l'intérieur de l'intervalle.

On peut combiner, par superposition, une succession d'impulsions et on améliore ainsi le rapport signal-bruit proportionnellement au nombre des impulsions combinées (ex-radar). Si le signal au niveau du détecteur se trouve déjà au seuil du bruit la puissance du signal à l'entrée ne peut être abaissée que proportionnellement à la racine carrée du nombre précédent, ce qui rend la puissance moyenne nécessaire à l'entrée comparable à celle du bruit dans une bande dont l'inverse est la moyenne géométrique de la période de répétition et de la période d'observation.

L'article étudie enfin dans quelle mesure les conditions pratiques de fonctionnement peuvent modifier les conclusions théoriques précédentes (il traite notamment des réflecteurs dans le cas du radar).

R.T.F.

T. 5. — EXPLOITATION ET APPLICATIONS

T. 54. — Le papillotement des images de télévision.

par J. HAANTJES et F.W. DE VRIJER, *Revue Technique Philips*, Septembre 1951, p. 55-60.

L'œil perçoit une impression lumineuse avec un certain retard qui se retrouve à la disparition de l'impression et qui est de l'ordre de 0,1 à 0,2 sec. Ce retard dépend de la brillance de la source,

de la couleur de la lumière et aussi de l'angle solide sous lequel se perçoit la source ainsi que de l'endroit impressionné de la rétine. Il semble que la rétine contient des récepteurs réagissant spécialement aux excitations d'allumage et d'extinction mais non à la période d'éclairement stable. Quand on produit des suites d'éclairs à une fréquence supérieure à 15 c/s, l'œil perçoit une brillance moyenne (loi de Talbot), mais pour une fréquence inférieure, l'œil perçoit une brillance supérieure et un effet de papillotement se produit. Il existe une fréquence critique, fonction de la brillance (loi logarithmique telle que la fréquence critique passe de 10 à 20 c/s quand la brillance est multipliée par 10).

En télévision, on utilise des matières fluorescentes dont le temps de persistance est compris entre quelques centaines de fois et une fois le temps de ligne. On a procédé à des essais avec diverses substances ; l'article en donne une description détaillée. La persistance varie suivant les couleurs. Un choix judicieux de la substance fluorescente permet d'utiliser, pour la fréquence de trame de 50 c/s courante en Europe, pour la brillance d'image dans les parties blanches, une valeur de 200 cd/m², sans qu'il y ait lieu de craindre le papillotement. Cette valeur suffit amplement pour permettre l'observation convenable de l'image dans une pièce non obscurcie (les essais ont été faits en 625 lignes).

R.T.F.

T. 550. — T. 232.2. — Propagation ionosphérique des ondes longues, avec application au guidage à grande distance.

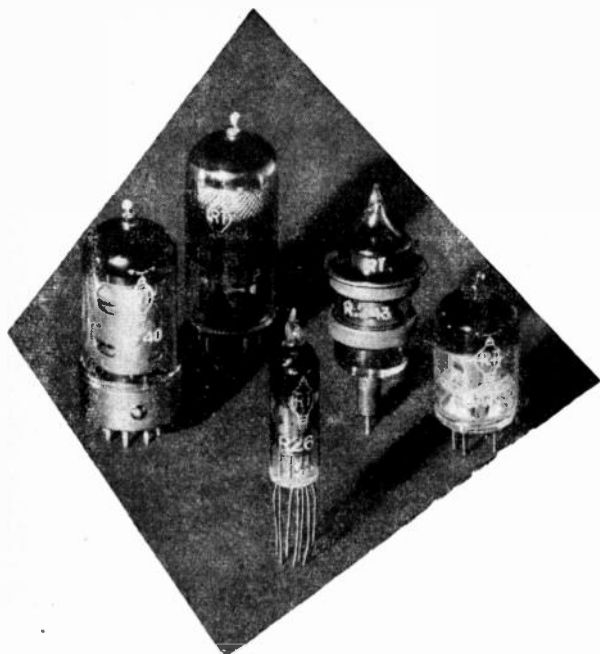
CARADOC WILLIAMS, *Pr. Inst. El. Eng.*, 111^e partie, mars 1951, 98, 52, p. 81-89 ; discussion 99-103

La réflexion des ondes longues par l'ionosphère est encore loin d'être bien connue ; or, elle influe sur la durée apparente de trajet, et par suite sur la précision de nombreux systèmes de radio-navigation. L'article présente une étude considérable sur ce sujet : d'abord au point de vue théorique, en rassemblant et en présentant, sous forme appropriée, toutes les données sur la propagation autour de la terre, les hauteurs et coefficients de réflexion ionosphérique, et le calcul des erreurs correspondantes. Ensuite au point de vue expérimental, en exposant les résultats de nombreuses mesures effectuées sur les stations *Consol*, *Decca*, *P. O. P. I.*, soit en des stations fixes, soit à bord d'avion, depuis le Sahara jusqu'en Islande et au-delà des Açores. Les différences accidentelles de durées de trajet, les variations au lever ou coucher du soleil, etc... atteignent souvent plusieurs microsecondes et dizaines de microsecondes. Elles sont maxima aux distances où les amplitudes de l'onde directe et de l'onde ionosphérique sont du même ordre. Vers 100 kc/s, la hauteur de réflexion est de 70 km de jour, 90 km de nuit, les coefficients de réflexion à incidence oblique respectivement 0,05 et 0,25.

Au cours de l'intéressante discussion qui a suivi, l'auteur a été amené à préciser que les erreurs constatées « ne lui paraissent pas compromettre le fonctionnement satisfaisant des guides jusqu'à une distance de 400 km » et que la diminution des fréquences au-dessous de 80 kc/s ne lui paraît pas avantageuse.

On trouvera dans l'article de nombreuses remarques impossibles à résumer ici, par exemple sur l'irrégularité produite dans la propagation par le passage au-dessus d'une côte, sur la dissymétrie de la variation diurne entre le matin et le soir, etc...

P. D.



TUBES

pour
applications
spéciales :

HYPERFRÉQUENCES
AMPLIFICATEUR A LARGE BANDE
PRÉAMPLIS A FAIBLE BRUIT DE FOND
AMPLIFICATEURS DE LIGNES
TUBES DE LONGUE DUREE
CALCULATEURS
TÉLÉCOMMANDE
RADIO-GUIDAGE
MESURES

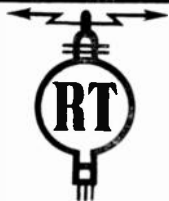
●
Tubes de réception "MINIWATT-DARIO" normalisés - Tubes à rayons cathodiques - Tubes spéciaux pour Télévision - Tubes pour O.C. et O.T.C. - Pièces détachées "TRANSCO".

S.A. LA RADIOTECHNIQUE

DIVISION TUBES ELECTRONIQUES

Laboratoires et Usines: 51, rue Carnot, SURESNES
Services commerciaux: 130, Av. Ledru-Rollin, PARIS XI^e

62



Giorgi

F. GUERPILLON & C^{ie}

Société à responsabilité limitée au capital de 18 millions

APPAREIL DE MESURES ÉLECTRIQUES

BUREAUX
ET
ATELIERS

64, Av. A. Briand
MONTROUGE
(Seine)

Tél. ALésia + 29.85
(3 lignes)



Pour la BELGIOUE

S^{TE} BELGE GUERPILLON

11, Rue Bara, à BRUXELLES - MIDI — Tél. 21-06-01

APPAREILS

DE TABLEAUX DE CONTROLE ET DE LABORATOIRE
APPAREILS SPÉCIAUX TROPICALISÉS

Nouveau catalogue franco sur demande

PUBL. RAPH

RADIO AIR

FICHES MULTIBROCHES

Série STANDARD
Série TROPICALE
Série ÉTANCHE



DEMANDEZ NOTRE
DOCUMENTATION

APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES

2, Avenue de la Marne, ASNIÈRES (Seine) · Tél: GRE. 47-10

Service Commercial · MAI 1984 et 85

ANALYSES

1. — La pagination adoptée permet de détacher facilement les analyses du reste de la revue.
2. — Le nombre qui précède chaque analyse est celui de la classification décimale adoptée par le Laboratoire National de Radioélectricité (voir O. E., 228, mars 1946, pages 1A-7A). Cette classification peut être fournie en « tiré à part ».

3. — Les références bibliographiques comportent, après le titre de l'article et le nom de l'auteur, le titre abrégé de la revue, le tome (en caractères gras), éventuellement le numéro du fascicule, le mois et l'année, et enfin l'induction des pages.
4. — Pour les abréviations utilisées pour les titres des principales revues citées, se reporter à : O. E. 228, mars 1946, page IV.

T. 0. — GÉNÉRALITÉS PRÉLIMINAIRES.

T. 020. — Acoustique architecturale.

par A. C. RAES, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Architecture de Bruxelles. Préface de M. F. CANAC. Editeur : Eyrolles, 61, Bd Saint-Germain à Paris-5^e, 1 vol. relié de 190 pages, 24 cm × 16 cm, 12 planches, 127 figures. Prix : 1 400 frs.

On peut s'étonner de l'indifférence de nos Ecoles d'Architecture aux problèmes acoustiques, quand on lit le substantiel volume consacré par M. RAES à leurs incidences sur la construction.

Mais comme le fait remarquer justement M. CANAC, il n'y a pas que les architectes auxquels s'adresse ce livre qui trouveront profit à sa lecture ; les physiiciens aussi y rencontreront des sujets de méditation.

Faisant volontairement abstraction de tout calcul, M. RAES s'en tient à des résultats expérimentaux, mais solidement étayés par une parfaite logique théorique.

Après un bref exposé consacré à un rappel sur les propriétés physiques et physiologiques des sons, ainsi qu'à leur propagation dans le bâtiment, il entre dans le vif du sujet en exposant successivement.

- La pratique des matériaux (isolants et absorbants) ;
- La pratique de l'insonorité des immeubles ;
- La pratique de l'acoustique des salles.

Ces titres de chapitre, l'insistance sur le mot « Pratique » trois fois répété, mettent l'accent sur le caractère volontairement concret de cet ouvrage. Un grand nombre de figures, de schémas, de planches photographiques accentue encore cette ambiance de réalisme dans laquelle entend nous plonger l'auteur.

Nous souhaitons, et c'est certainement le vœu de M. Raes, que son livre soit mis entre les mains de tous ceux - et ils sont nombreux - qui, de par leur fonction, peuvent être amenés à en faire usage : ils y trouveront dans beaucoup de cas des moyens simples et efficaces pour obtenir « en pratique » cette isolation phonique recherchée aujourd'hui non seulement pour certains immeubles à destination spéciale, mais à de rares exceptions près, pour toutes les constructions, qu'il s'agisse de logements, d'usines d'écoles, d'ateliers ou de laboratoires.

J.M.

T. 022. — L'organisation de la recherche.

D. B. HARRIS, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, août 1951, 39, 8, 868/873.

L'organisation de la recherche est un problème assez spécial. Sa solution peut osciller entre deux extrêmes : un excès de réglementation et de planification (aliant, par exemple, jusqu'à prescrire au personnel une méthode pour s'essuyer les mains) ; un excès de liberté, consistant en un « laissez-faire » complet accordé aux chercheurs ; bien qu'ayant donné, pendant la guerre, des résultats étonnants, cette méthode conduit à un gaspillage inadmissible de moyens dans les conditions normales.

Entre les deux, un équilibre est à trouver en fonction des règles suivantes :

- la direction doit donner un plan général et les moyens d'exécution, mais non les règles de détail ;
- il faut déléguer les responsabilités jusqu'à l'échelon le plus bas qui soit capable de les assumer ;
- l'autorité va de pair avec la responsabilité ;
- les règles d'exécution doivent être établies pour assurer le fonctionnement du système et aider les chercheurs, non pour les gêner ;
- elles doivent être adaptées au personnel visé ;

— en particulier, il existe des individus à caractère « discipliné et routinier », d'autres à tempérament « indépendant et ambitieux » ; certains seuls sont capables de diriger les autres. Chacun doit être mis à sa place, et le recrutement doit être dirigé pour assurer une proportion convenable de chaque espèce.

P.D.

T. 04. — Théorie et pratique de l'électroacoustique.

par T. S. KORN, Editeur : Société Belge d'Editions Professionnelles, 96, rue de Rivières à Gaushorenc, Bruxelles. Prix : 500 francs fco (Cte post. Brux. 670.07).

Dans la préface qu'il a rédigée pour ce remarquable ouvrage M. DIVOIRE, Professeur à l'Université Libre de Bruxelles, fait bien ressortir que les ouvrages de radio-électricité étant très nombreux et leurs mérites très inégaux, nous n'y trouvons que de rares enseignements sur l'Electroacoustique, cette science appliquée si proche de la Radio et dont le développement actuel est si vaste.

Or, les techniciens intéressés trouveront dans le Précis magistral de M. T. S. KORN, qui fut le collaborateur du Professeur GROSZKOWSKI à l'Institut des Télécommunications de Varsovie et que nos lecteurs connaissent, un exposé clair et systématique. Les cas pratiques les plus usuels de l'acoustique y sont étudiés à l'aide des méthodes générales les plus efficaces et le lecteur trouve un appui très sûr pour établir ses projets dans les nombreux graphiques et tableaux numériques que nous trouvons presque à chaque page.

Ce guide manquait jusqu'à présent et pendant que l'ingénieur y trouvera la solution de maints problèmes, le technicien installateur y prendra les conseils d'une longue expérience.

Les titres des dix chapitres donneront un agréable avant-goût des matières traitées : Analyse électroacoustique — L'oreille — Musique et Parole — Technique sonore — Microphones — Haut-parleurs — Acoustique d'auditorium — Enregistrement du son — Acoustique médicale — Mesures électroacoustiques.

Qualité d'impression, beau papier et nombreuses illustrations achèvent de donner à cet ensemble une parfaite qualité.

T. 2. — RAYONNEMENT PROPAGATION.

T. 210. — Adaptateur automatique d'impédances.

V. TRUE, *Electronics*, décembre 1951, 98/102.

Cet ingénieux appareil résout automatiquement le problème d'adapter un feeder de 50 ohms à une antenne en fouet de 12 m, dans la bande 2/18 Mc/s avec un taux d'ondes stationnaires inférieur à 1,25. Le principe est le suivant :

La différence de phase entre le courant et la tension dans le feeder, est évaluée par une sorte de discriminateur à diodes différentielles, amplifiée, et, par un servomécanisme, commande l'introduction d'une réactance réglable en série dans l'antenne, pour ramener ce déphasage à zéro.

Par ailleurs, les grandeurs de ce courant et de cette tension sont également comparées par des diodes différentielles pour faire apparaître leur quotient, c'est-à-dire l'impédance et celui-ci commande, par un second servomécanisme, l'introduction d'une seconde réactance réglable en shunt, ramenant l'impédance à une valeur donnée.

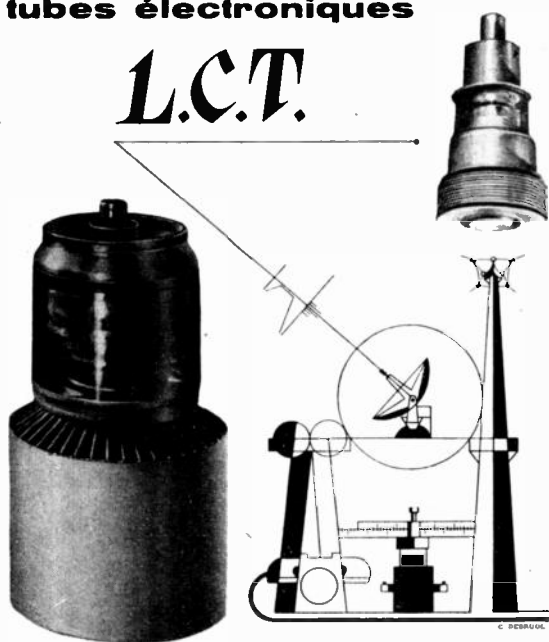
La double opération se fait automatiquement en un temps de 2 à 15 secondes.

Schémas, courbes et photographies de la maquette réalisée.

P.D.

tubes électroniques

L.C.T.



Laboratoire Central de Télécommunications

40 AVENUE DE BRETEUIL 16
PARIS - VII*

ENTRÉE
RECHERCHES

Electronic Measurements

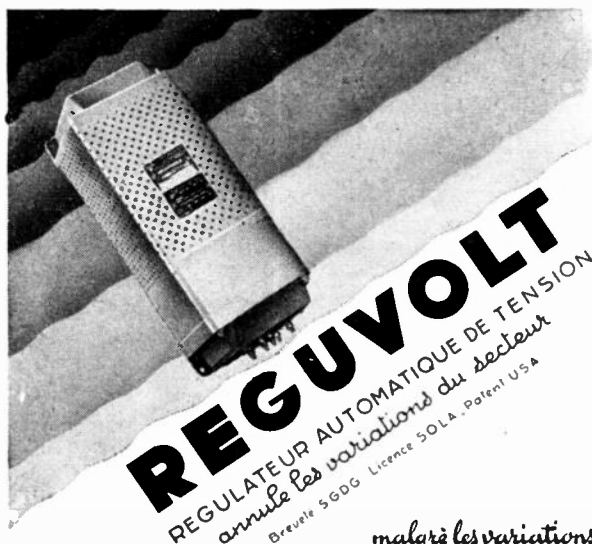
by F. E. TERMAN & J. M. PETIT

This new book is a timely successor to, Dr. Terman's **Measurements in radio engineering**. Completely revised, it covers measurement fundamentals in all fields, including radio, television, radar, and other pulsed systems, microwave techniques, and a diversity of techniques of value to engineers in other fields who use electronics in their instrumentation. The book features well-illustrated descriptive material on the important fundamentals of the various measurements, together with appropriate practical details and complete bibliographical footnotes. It gives a thorough treatment of measurement principles and alternative techniques.

707 pages 23 x 15 72/6

McGRAW-HILL Publishing Company, Limited.

McGraw-Hill House, 95, Farringdon Street, London, E.C. 4



REGUVOLT
REGULATEUR AUTOMATIQUE DE TENSION
annule les variations du secteur

Breveté S.G.D.G. Licence S.O.L.A. Patent U.S.A.

malgré les variations
de tension de secteur

$\pm 15\%$

délivre une tension stable

$\pm 1\%$

correction instantanée, aucune pièce mobile, aucun entretien

MCB - VÉRITABLE ALTER

11 rue Pierre Lhomme Courbevoie (Seine) - Tél. Défense 20-90
résistances vitrifiées, potentiomètres, réostats
transformateurs industriels, condensateurs mica



LABORATOIRE
INDUSTRIEL
ET DE
RECHERCHES
ELECTRONIQUES
14, RUE PIERRE-BROSSOLLETTE
CHATILLON-SOUS-BAGNEUX
ALE. 21.06

VOLTAM

NORD 96-84

TRANSFORMATEURS SPÉCIAUX
INDUSTRIELS JUSQU'À 10 KVA
TOUTES FRÉQUENCES - VIBREURS -
B. F. - BOBINES D'IMPULSIONS "FLASH-FLUOR"

PUBL. RAPY

132, Rue du Fg St-Denis - PARIS

VOLTAM

T. 212.6. — T. 555.6. — Antennes « fromage » pour les radars de navigation maritime.

D. G. KIELEY, A. E. COLLINS, G. S. EVANS, *Pr. Inst. El. Eng.*, III, janvier 1951, 98, 51, 37/45.

Dans les radars de navigation, il est essentiel, afin d'éviter les échos « fantômes », de réduire les « lobes parasites » du diagramme de rayonnement horizontal de l'aérien. Reprenant à ce point de vue, l'étude théorique et expérimentale de l'antenne « fromage » (demi-cylindre parabolique fermé en-dessus et en-dessous), les auteurs montrent que ces lobes ne peuvent être réduits à moins de — 23 dB par rapport au lobe principal (à cause du guide d'alimentation au milieu de l'embouchure). On peut atteindre — 30 dB avec le demi-fromage alimenté sur le côté. L'emploi de deux fromages superposés, l'un alimentant l'autre par rainure circulaire, est avantageux en polarisation verticale, mais non horizontale.

Les cas du cylindre ouvert, et surtout de la lentille diélectrique, qui paraissent avantageux, seront traités dans des articles ultérieurs.

P.D.

T. 220. — Propagation des ondes électromagnétiques sur un sol non-homogène.

Ing. Milenke ARGIREVIC., *Elektrotehnicki Vesnik*, N° 8-9, 1951, t. XIX, p. 225-231, 7 fig., 1 tabl.

On traite une nouvelle méthode analytique de calcul de la propagation des ondes de surface sur un sol non-homogène. En partant de l'expression de la distance numérique de l'équation du champ, on démontre que la distance numérique totale ρ est égale à la somme des distances numériques particulières. Ceci est vrai tant que la distance numérique totale ne dépasse sa valeur critique : $\rho_{cr} = \pm 2,74$. Dans ce cas, on doit prendre en considération les racines négatives de l'équation du second degré pour la distance numérique ρ .

Deux exemples du calcul des courbes théoriques de l'atténuation du champ montrent la cause de la forme irrégulière de ces courbes (augmentation du champ avec la distance) lors de la propagation sur terre et mer, ce que jusqu'à présent ne pouvait pas être tout à fait expliqué.

L'expression pour la conductibilité équivalente conduit à une méthode simple de mesure de la conductibilité d'un sol non-homogène pour le cas $\rho < \rho_{cr}$.

Elektrotehnicki Vesnik, Askerceva 11, Ljubljana (Yougoslavie).

M.M.

T. 233.2. — Effets de diversité dans la réception des ondes ionosphériques sur des antennes espacées.

E. N. BRAMLEY, *Pr. Inst. El. Eng.*, janvier 1951, III, 98, 51, p. 19/25.

Quand on observe la direction d'arrivée d'une onde indirecte ionosphérique - même unique, comme on peut s'en assurer dans le cas d'impulsions - on observe toujours des fluctuations rapides. Discutant la distribution des phases et la corrélation entre les variations enregistrées dans des aériens espacés - par exemple deux paires de cadres placées perpendiculairement - l'auteur analyse la distribution angulaire de l'énergie incidente et en tire une information sur la nature probable de la surface réfléchissante.

Appliquant cette méthode à des enregistrements sur un émetteur à impulsions, distant de 10 km, il conclut que dans les conditions diurnes normales, l'énergie est concentrée dans un cône dont le demi-angle vertical est seulement de 1° ou 2° ; la plus grande partie de l'énergie peut être regardée comme arrivant dans un plan uniforme de direction unique : bref, l'ionosphère se comporte comme un véritable miroir.

P.D.

T. 232.5. — Etudes de champ sur 90 Mc/s.

H.L. KIRKE, R. A. ROWDEN, G. I. ROSS, *Proc. Inst. El. Eng.*, septembre 1951, III, 98, 55 343/359 ; discussion, 378/381.

Un émetteur de 1 kW sur 90 Mc/s a été placé sur un pylône de 75 m à WROTHAM, Kent (25 milles au S.E. de LONDRES) et de nombreux enregistrements de champ ont été faits dans un rayon d'une soixantaine de milles. Les résultats en sont présentés minutieusement en faisant ressortir : l'influence des obstacles, des zones bâties, des ondulations de terrain (notamment des « convexités » ou « concavités » du sol, des vallées, etc).

Finalement huit graphiques résument l'affaiblissement en fonction de la distance dans huit gisements différents, et une carte donne les « courbes de niveau » prévues pour le champ d'un émetteur situé à cet emplacement, mais avec une puissance de 25 kW et un pylône de 170 m. (L'antenne de réception supposée elle-même à 10 m de hauteur). Un service de télévision satisfaisant serait assuré dans une bonne partie de la région.

P.D.

T. 232.5. — Etude de la diffusion troposphérique des ondes radioélectriques.

A. WASTRAITON, D. F. METCALF, C. W. TOLBERT, *Pr. Inst. Rad. Eng.*, juin 1951, 39, 6, 643/648.

On sait que diverses théories sont actuellement proposées pour expliquer la propagation des ondes très courtes au-delà de l'horizon. Celle de BOOKER et GORDON ⁽¹⁾ fait appel à la diffusion troposphérique. Elle conduit à deux conclusions que les auteurs ont cherché à vérifier par des expériences sur 97/101 Mc/s, jusqu'à des distances de 180 milles ; et sur 10 000 Mc/s, jusqu'à 27 milles. Ils ont bien trouvé, en effet :

1° Que si l'émetteur est à l'horizon, le rayonnement arrive souvent au récepteur avec un angle de site positif appréciable (ce qui n'est pas le cas pour la super-réfraction) ;

2° Que l'affaiblissement est moindre en polarisation horizontale qu'en polarisation verticale.

P. D.

T. 232.5. — La propagation des ondes métriques au-delà de l'horizon.

J. A. SAXTON, G. W. LUSCOMBE, G. H. BAZZARD, *Pr. Inst. El. Eng.*, septembre 1951, III, 98, 55, 360/382.

Dans une première partie théorique, SAXTON passe en revue les connaissances actuelles sur la propagation des fréquences de 90 et 45 Mc/s, et notamment la possibilité des portées « anormales » par : super-réfraction (« ducts ») ; diffraction par les zones de turbulence atmosphérique (« scattering ») ; réflexion par des couches à gradient inversé. Il estime que, pour les liaisons jusqu'à 250 km entre points peu élevés (moins de 200 m) au-dessus de l'ANGLETERRE, c'est le troisième facteur qui doit être prépondérant.

Dans la seconde partie, les trois auteurs rendent compte de mesures de champ sur 90 Mc/s à 110 et 270 km, et sur 45 Mc/s à 160 km. Statistiquement dépouillés, et corrélés avec les conditions météorologiques sur le trajet (relevé par ballons-sondes), les résultats confirment le rôle essentiel de la réfraction atmosphérique « normale » (augmentation apparente du rayon terrestre) et des réflexions sur les couches inversées.

Application aux projets de radio-diffusion sur ondes métriques.

P.D.

T. 232.6. — Propagation des ondes de 412 Mc/s à partir d'un émetteur très puissant.

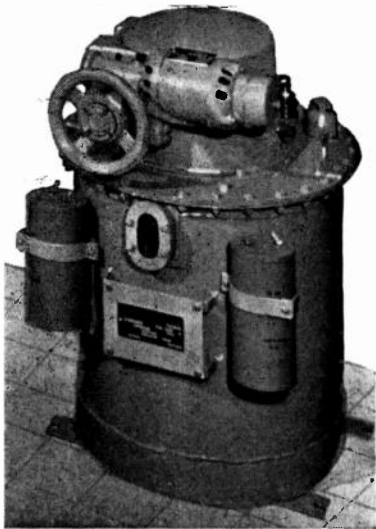
I. H. GERKS, *Pr. Inst. Rad. Eng.*, novembre 1951, 39, 11, 1 374/1 382.

Afin de pouvoir étudier la propagation des ondes décimétriques au-delà de l'horizon, l'auteur a réalisé un dispositif particulièrement puissant : émetteur de 30 kw à tube « resnatron », avec aériens de gains (en puissance) 5 et 28 ; récepteur avec réflecteurs de gains 10 et 140. L'émission étant faite sur le toit d'un hangar d'avion à hauteur 13 m ; le champ a été systématiquement

⁽¹⁾ BOOKER, GORDON, *P.I.R.E.* avril 1950. p. 401/412.

SFME

PANTIN



RÉGULATEUR DE TENSION DANS L'HUILE pour Colonies

- Redresseurs. Bobines de Self-Inductance pour filtrage de courants redressés. ● Transformateurs spéciaux. ● Réglage de la Tension.
- Tableaux et pupitres de commande.

Nombreuses Références dans les Stations d'Emission

62, RUE DENIS-PAPIN ★ Tél. NORD. 47-62

LES THYRATRONS DE LA VERRERIE SCIENTIFIQUE

12, Avenue du Maine
PARIS (XV^e) LITRE 90-



1927

Soyez de votre Temps!

les condensateurs ont évolué en 25 ans

1952

S.I.C

MODÈLES RÉDUITS

S^{TE} INDUSTRIELLE DES CONDENSATEURS
95 à 107, Rue de Bellevue, Colombes - Charlebourg 29-22

RADIO AIR

FICHES MULTIBROCHES
Série STANDARD
Série TROPICALE
Série ÉTANCHE

DEMANDEZ NOTRE DOCUMENTATION

APPLICATIONS INDUSTRIELLES RADIOÉLECTRIQUES
2, Avenue de la Marne, ASNIÈRES (Seine) - Tél. GRÉ. 47-10
Service Commercial - MAILLOT 59-84 et 85

ment exploré et mesuré, tant en des points fixes que sur station mobile jusqu'à des distances de 150 à 200 milles. Les résultats sont présentés par divers graphiques et comparés aux prévisions théoriques. Voici les conclusions :

Aux portées optiques, et jusqu'à 20 milles au-delà, le champ trouvé est voisin du champ calculé autour d'une terre sphérique et en atmosphère standard (sous réserve d'augmentations appréciables pendant une faible fraction du temps de la saison chaude).

Au-delà, se manifestent des accroissements, dûs :

1° A la « diffusion » troposphérique, assez fixe, sauf dans certaines conditions atmosphériques où l'air est particulièrement brassé ;

2° A la « super-réfraction » particulièrement sensible pendant les nuits d'été (soit environ 5 % du temps annuel total).

Ces deux effets peuvent produire une augmentation atteignant 65 décibels pour les antennes basses à 100 milles ; l'effet décroît si les antennes sont surélevées ; pour l'une à $h = 300$ m, l'augmentation serait de 16 db seulement. Ils ne semblent pas accompagnés de distorsion appréciable des signaux téléphoniques.

Quelques conclusions en sont tirées sur la possibilité des services réguliers et des brouillages aux distances de 100 à 200 milles.

P.D.

T. 232.6. — T. 555.2. — Influence des facteurs météorologiques sur le radar de navigation ;

J. A. SEXTON, H. G. HOPKINS, *Pr. Inst. El. Eng.*, janvier 1951, 98, 51, III^e part. 26/36.

Revue générale et critique des travaux publiés sur la question, et dont la bibliographie est donnée. Les facteurs considérés sont les gaz atmosphériques, et l'eau sous forme de vapeur, brume, pluie, neige ou grêle (dont l'intensité et la fréquence varient beaucoup suivant les régions). Ils produisent :

1° Une absorption, c'est-à-dire un affaiblissement progressif toujours nuisible ;

2° Une réflexion, utile pour détecter la limite de la zone, mais nuisible parce que masquant les échos des obstacles plus éloignés ;

Les auteurs donnent des séries de courbes et tableaux pour estimer l'absorption sur les ondes 1,25 - 2,25 - 3,2 et 10 cm ; ils en font l'application au calcul de l'intensité des échos et de la réduction de portée correspondante, suivant la hauteur du radar et la surface réfléchissante de l'obstacle (notamment sur l'onde 3,2 cm, la plus employée dans les radars de navigation).

Voici quelques exemples des résultats :

Facteur météo	Obstacle détecté	Cause principale de réduction	Portée de : (km)	réduite à : (km)
Pluie tropicale	gros navire navire moyen bouées gros navire	absorption	25 km	9 et 6 km
Pluie normale		réflexion	16	6 et 3 km
Petits orages		— d° —	?	1 - 2 km
Brume polaire - visibilité 30 m		absorption	50	30 km
Brume, régions tempérées		rarement appréciable		
Forte neige		échos		appréciable
Gaz atmosphériques			inappréciable	

P.D.

T. 4. — AMPLIFICATION ET RÉCEPTION.

T. 439. — Généralités sur les amplificateurs diélectriques

A. M. VINCENT, *Electronics*, décembre 1951, 84/88.

Nouveau type d'amplificateur, analogue en quelques points à l'amplificateur magnétique, mais à haute impédance. Il repose sur la variation des propriétés d'un diélectrique sous l'effet d'une polarisation continue ; ce diélectrique étant placé dans le condensateur d'un circuit à courant alternatif, y fait varier la puissance.

Les diélectriques utilisables sont des combinaisons de titanates de strontium et de baryum, et de zirconates de baryum et de plomb. Simples, robustes et économiques, les ampli-

ficateurs, ainsi constitués peuvent donner des gains élevés (jusqu'à un million en puissance par étage) La fréquence maximum est actuellement vers 10 Mc/s, mais des progrès sont encore possibles et de nombreuses applications sont en vue.

P.D.

T. 5. — EXPLOITATION ET APPLICATIONS.

T. 511. — Considérations sur l'établissement des systèmes récepteurs de radiotélégraphie.

J. D. HOLLAND, *Pr. Inst. El. Eng.* III, juillet 1951, 98, 54, p. 253/268.

Dans cette communication, et la discussion qui l'a suivie l'auteur et ses interpellateurs exposent leurs vues sur les principales variantes de systèmes récepteurs actuels : saut de fréquence, ses avantages et la valeur optimum du « saut » ; influence des conditions de la liaison et de la distorsion admissible ; importance de la stabilité de la fréquence ; diversité d'espace et sa combinaison avec la diversité de fréquence ; artifices de limitation et autres pour supprimer le bruit. Puis un ensemble 4-25 Mc/s est décrit (construction STANDARD Tél. Cab. Ltd)

Il est souvent difficile de tirer des conclusions. Par exemple, l'auteur semble admettre (p. 253) un avantage de 2 à 10 dB en faveur du saut de fréquence ; contredit par SMALE (p. 263), il reconnaît (p. 267) avoir toujours « soupçonné que les avantages du saut de fréquence étaient parfois exagérés ». Le lecteur reste perplexe.

P.D.

T. 542. — Bases techniques de la télévision.

par H. DELABY. Un volume broché de 340 pages, format : 16,5 × 25. Editions Eyrolles, Paris.

M. H. DELABY est l'auteur d'un premier ouvrage intitulé « Principes fondamentaux de Télévision », dans lequel il expose les bases physiologiques et physiques dont la connaissance permet de comprendre le fonctionnement général d'un équipement émetteur et récepteur d'images sonores. Il contient donc les compléments indispensables au Radiotechnicien qui veut s'initier à la Télévision.

Dans son deuxième ouvrage : « Les Bases Techniques de la Télévision », suite logique du premier, l'auteur nous fait connaître, en détail, les appareils que comporte un équipement complet de Télévision, partant de la Caméra de prises de vues, en

passant par la chaîne d'amplification vidéo-fréquence et l'émetteur pour aboutir au récepteur placé chez l'utilisateur.

Les problèmes techniques nombreux et ardu, posés par la réalisation de chacun des éléments de cet ensemble, sont exposés avec simplicité et les solutions adoptées sont justifiées avec clarté et précision.

La lecture de ce livre n'a rien de rebutant, au contraire. Le style en est alerte, avec un grand bonheur dans le choix du mot juste. La clarté et la précision des exposés ne doivent pas nous étonner car, en effet, l'auteur dirige, depuis 1936, les émissions de télévision de la région parisienne et, à ce titre, possède une grande connaissance du sujet traité.

Bien que destiné à la formation des techniciens de l'Administration de la Télévision Française, ce livre est cependant d'un niveau facilement accessible. Les développements mathématiques



LES CABLES DE LYON
170, Avenue JEAN- JAURES · LYON

**CABLE DE
LIAISON POUR
STATION
HERTZIENNE**

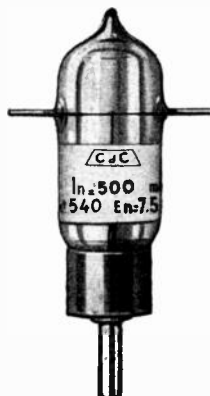
LES CABLES DE LYON
**CABLES H.F.
ET U.H.F.**

TÉLÉVISION

ÉMISSION

RÉCEPTION

MESURES HF



**THERMOCOUPLES
DANS
LE VIDE**

**A BROCHES
A CORNES**

(NOTICE 7501)

COMPTEURS MONTROUGE

PARU :

TECHNIQUE DES MESURES EN MICRO-ONDES (HYPERFREQUENCES)

Edition française de

**TECHNIQUE OF MICROWAVE
MEASUREMENTS**

par Carol G. MONTGOMERY

**Tomé I : Les sources d'énergie et
la mesure de la puissance.
Mesures de longueur d'onde
et de fréquence**

Un ouvrage de 520 pages. - Format 16 X 25 cm. Prix : broché,
3.000 F. ; relié pleine toile grenat, décor bronze et noir, 3.300 F.
Port : 70 F.

ÉDITIONS CHIRON, 40, r. de Seine, PARIS-6^e

POUR LES

SERVOMÉCANISMES

les RELAIS
POLARISÉS SENSIBLES
Notice N° 281 sur demande



les MOTEURS
TRANSYNS
POUR TRANSMISSIONS SYNCHRONES
Notice N° 581 sur demande

SADIR CARPENTIER, 101, Bd MURAT - PARIS-XVI^e

ques ardues y ont été rejetés en « appendices », à l'usage des lecteurs qui s'y intéresseraient.

Je terminerai en ajoutant que c'est le livre le plus complet qu'il m'ait été donné de connaître sur le sujet.

R.L.

T. 550. — Le radiophare omnidirectionnel V.H.F. de l'administration de l'Aéronautique civile.

H. C. HURLEY, S. R. ANDERSON, H. F. KEARY, *Pr. Inst. Rad. Eng.* décembre 1951, **39**, 12, 1 506/1 520.

Le principe de l'appareil n'est pas nouveau : tandis qu'une antenne centrale omnidirectionnelle transmet, l'indicatif d'identification, et une modulation à 30 c/s donnant la phase de référence, deux paires d'antennes perpendiculaires transmettent les bandes latérales de la même modulation, suivant un diagramme en 8 tournant à 1 800 tours/minute. Un récepteur triant ces deux modulations et lisant leur phase respective sur un phasemètre, connaîtra donc instantanément son azimut par rapport à la station.

La nouvelle réalisation américaine de la C.A.A., forte d'une expérience de trois ans, se présente avec les particularités suivantes :

- fréquences : 112/118 Mc/s.
- puissance 200 watts, donnant en visibilité directe des 200 milles sur avion à 7 000 m, 100 milles sur avion à 3 600 m.
- aériens en cadres horizontaux, donnant une polarisation horizontale moins sensible aux obstacles ; enfermés dans une tour cylindrique, pour éviter déviations ;
- l'émetteur reçoit d'abord la modulation téléphonique, celle télégraphique, donnant toutes deux l'indicatif puis une modulation intermédiaire à 9 960 c/s, transportant la modulation de référence à 30 c/s, et le tout alimente l'antenne centrale ;
- une dérivation de cette émission est filtrée pour enlever les modulations, et envoyée dans un goniomètre tournant qui alimente les deux paires d'antennes perpendiculaires, en y créant ainsi la modulation de phase variable avec l'azimut.
- le récepteur affiche ces indications, ainsi que celles d'un compas magnétique.

Description complète du matériel et exposé des résultats. La précision obtenue est de $\pm 1,5$ degré en terrain plat.

Influence des obstacles, des brouillages, etc.

P.D.

T. 552. — Antenne en « capuchon de queue » pour ondes très courtes.

L. E. RABURN, *Pr. Inst. Rad. Eng.*, juin 1951 **39**, 6, 656/59.

Antenne pour avion, consistant en une « coiffe » isolée recouvrant le haut de l'empennage arrière, et alimentée au sommet. L'isolement est assuré par une mince bande diélectrique. La gamme de fonctionnement est de 100 à 400 Mc/s avec taux d'ondes stationnaires inférieur à 2. Des diagrammes de rayonnement, relevés dans tous les plans sur modèle réduit (800/3 200 Mc/s), sont représentés par des « cartes » ; les zones noires à rayonnement faible (moins de 0,5 mv/m à 1 mille pour 1 watt) sont peu nombreuses.

L'antenne est facile à installer, légère ne cause aucune traînée ; mais son diagramme de rayonnement peut devenir mauvais sur certains types d'avions ; en outre, l'humidité et le givre corrodent assez rapidement le bord d'attaque de l'anneau isolant.

P.D.

T. 555.1. — La théorie de l'information et la construction des récepteurs de Radar.

P. M. WOODWARD, *Pr. Inst. Rad. Eng.*, décembre 1951, **39**, 12, 1 521/1 524.

L'information la plus générale que puisse donner un radar, c'est, dit l'auteur, la « probabilité relative » (a posteriori) « de

toutes les réponses possibles » ; par exemple, de toutes les positions possibles d'un écho, c'est-à-dire de tous les retards τ compris entre 0 et la période R de répétition des impulsions. Si l'on observe à la sortie du récepteur un signal mélangé de bruit $Y(t)$ et si l'on connaît la forme $G(t)$ de l'impulsion, la probabilité du retard τ est calculable par la théorie de l'information, et on la trouve proportionnelle à :

$$\int [Y(t) - G(t - \tau)]^2 dt$$

Cette expression à son tour peut se réduire à :

$$\int_{t-R}^t Y(t) G(t - \tau) dt$$

C'est la tension de sortie d'un filtre recevant la tension d'entrée $Y(t)$, et ayant comme réponse impulsive :

$$\begin{cases} G(-t) & \text{pour } 0 < t < R \\ 0 & \text{pour } t < 0 \quad t > R \end{cases}$$

L'intérêt de ce filtre a déjà été trouvé autrement par VAN VLECK et MIDDLETON.

L'auteur estime avoir là une « méthode universelle » pour extraire d'un signal perturbé toute l'« information » possible ; elle doit s'appliquer « à une grande variété de problèmes radar » ; et l'effort habituel pour rendre maximum le rapport signal/bruit « apparaît maintenant comme une philosophie erronée ».

P.D.

T. 9. — DIVERS.

T. 9. — Calcul conceptuel ou qualitatif. Méthode graphique de recherches des idées et des lois dans les sciences physiques.

Tables d'idéogrammes, par René CORDEBAS, 1 brochure, 21 cm $\times$ 26 cm de 38 pages.

L'auteur propose une représentation graphique de chaque concept physique (Masse, Force, etc..) analogue à la formule chimique d'un corps composé, et un système d'opérations de dessin représentatives des lois de la Physique analogues à celles que l'on fait pour représenter les lois de la chimie. Il utilise un vocabulaire un peu spécial, par exemple, il appelle « idéogramme » la formule d'un concept physique ce qui est analogue à la formule moléculaire d'un corps en chimie.

L'auteur utilise une méthode de recherches qu'il appelle calcul qualitatif en calcul conceptuel des idées physiques. C'est un mécanisme formel qui n'est pas celui des mathématiques usuelles.

Le chapitre I étudie l'ensemble des idées physiques et donne leur représentation (idéogrammes). Le chapitre II concerne la recherche des idées et le chapitre III, celui de la recherche des lois. Le chapitre IV étudie les règles de transposition des idées d'une science en idées correspondantes d'une autre science.

Dans le chapitre II des exemples de problèmes sont signalés par exemple : « Une roue de cuivre tourne dans un champ magnétique, qu'en résulte-t-il ? ».

Pour répondre à ce problème l'auteur choisit pour idées causes : le flux magnétique et la vitesse de rotation. Il cherche leurs idéogrammes et après le calcul fait il « lit » le résultat : « le dispositif envisagé constitue une machine à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique puisque l'idée générale de l'effet est (1, 1, 0) ce qui signifie : opération de transposition électromécanique.

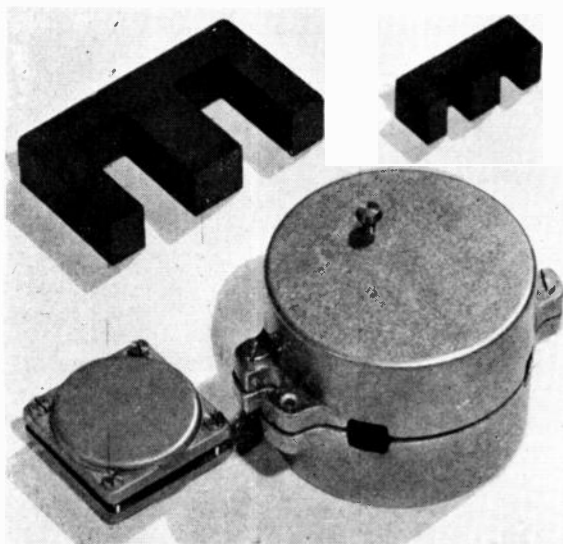
Les opérations nécessaires dans ce calcul conceptuel peuvent se faire avec des machines spéciales à cartes perforées. L'auteur a établi la plupart de ces cartes.

M.M.

FERROXCUBE *Ferrites ferromagnétiques*

POUR TÉLÉPHONIE

(fréquences vocales - courants porteurs)



- ★ BOBINES DE FILTRES.
- ★ BOBINES PUPIN.
- ★ TRANSFORMATEURS DE LIAISON, DE SORTIE, HF A LARGE BANDE PASSANTE.

Le **FERROXCUBE** a une perméabilité élevée et constante avec la fréquence, de faibles pertes, une haute stabilité d'où :

- augmentation de l'inductance et du coefficient de surtension.
- diminution des distortions, dimensions réduites.
- possibilité de réaliser des pots fermés avec des entrefers ajustables, sans danger d'induction mutuelle et des bobines simples à faible capacité répartie.

Le **FERROXCUBE** se présente sous forme d'un bloc compact et sa fabrication industrielle garantit une régularité des caractéristiques, d'où :

- facilité d'utilisation. - réduction des prix.

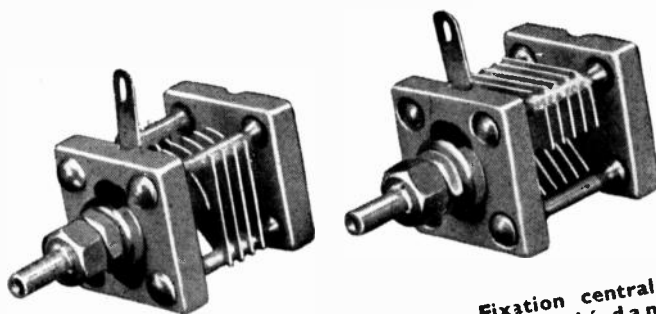
S.A. LA RADIOTECHNIQUE - Division Tubes Electroniques
Section "FERROXCUBE" 130, Avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI - Tél. VOLtaire 23-09

G. J. G.

74

CONDENSATEURS PROFESSIONNELS

ÉTUDES
PROTOTYPES
SÉRIES



Flasques 20 x 20 mm, double paliers * Fixation centrale
* Axe dépassant ou blocage * Rotor taillé dans
la masse isolé ou non * V. L. C. demi-circulaire à 50 pF,
papillon à 13 pF entre stators * 700 v. essais.

70, Rue de Strasbourg - VINCENNES (SEINE) - DAU. 33-60

TABLE DES ANALYSES DU VOLUME XXXII

N° DE LA CLASSIFICATION DÉCIMALE	TITRES DES ANALYSES	PAGES
T. O. — Généralités		
020.	— Acoustique architecturale. — A. C. RAES	9 A
020.	— Foundation of Wireless. — M. G. SCROGGIE	5 A
021.	— Calcul intégral et premières applications. — J. QUINET	5 A
022.	— L'organisation de la recherche. — D. B. HARRIS	9 A
04.	— Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse. — R. WARNECKE et P. GUENARD	1 A
04.	— Théorie et pratique de l'électroacoustique. — T. S. KORN	9 A
T. 2. — Rayonnement. — Propagation		
21.	— Antennen fur zentimeter, dezimeter Wellen. — F. BENZ	5 A
210.	— Adaptateur automatique d'impédances. — V. TRUE	9 A
212.	— Emploi d'une plaque réflectrice comme antenne non-alimentée (en japonais). — K. SUZUKI et M. KOMAI	1 A
212.	— Advanced Theory of Waveguides. — L. LEIVIN	5 A
212.6.	— Antennes « fromage » pour les radars de navigation maritime. — D.G. KIELEY, A.E. COLLINS, G.S. EVANS	10 A
220.	— Propagation des ondes électromagnétiques sur un sol non homogène. — M. ARGIREVIC	10 A
222.	— Compte-rendu de la 2 ^e réunion de la commission mixte de l'ionosphère tenue à Bruxelles du 4 au 6 septembre 1950 ..	5 A
24.	— Intermodulation dans l'ionosphère. — J. J. SHAN	5 A
28.	— Exposé des progrès réalisés dans l'étude théorique du guidage des ondes radioélectriques par un seul fil conducteur. — H. KADEN	5 A
232.2.	— Propagation ionosphérique des ondes longues, avec application au guidage à grande distance. — C. WILLIAMS	8 A
232.5.	— Etudes de champ sur 90 Mc/s. — H. L. KIRKE, R. A. ROWDEN, G. I. ROSS	10 A
232.5.	— Etude de la diffusion troposphérique des ondes radioélectriques. — A. WASTRAITON, D. F. METCALF, C. W. TOLBERT ..	10 A
232.5.	— La propagation des ondes métriques au-delà de l'horizon. J. A. SAXTON, G. W. LUSCOMBE, G. H. BAZZARD	10 A
232.6.	— Propagation des ondes de 412 Mc/s à partir d'un émetteur très puissant. — J. H. GERKS	10 A
232.6.	— Influence des facteurs météorologiques sur le radar de navigation. — J. A. SAXTON, H. G. HOPKINS	11 A
233.2.	— Effets de diversité dans la réception des ondes ionosphériques sur des antennes espacées. — E. N. BRAMLEY	10 A
246.	— Compte-rendu de la 2 ^e réunion de la commission mixte de l'ionosphère tenue à Bruxelles du 4 au 6 septembre 1950...	5 A
283.	— Nouveau discriminateur pour ondes centimétriques ; application à un oscillateur stabilisé en fréquence. — K. C. JOHNSON	6 A
T. 3. — Production des Oscillations Electriques		
334.4.	— Nouveau discriminateur pour ondes centimétriques ; application à un oscillateur stabilisé en fréquence. K. C. JOHNSON	6 A
361.	— Un récepteur à saut de fréquence avec double diversité. D. G. LINDSAY	6 A
T. 4. — Amplification et Réception		
42.	— Sur les réseaux à « déphasage minimum ». — J. A. TANNER	6 A
420.	— Utilisation d'un réseau en double T comme mélangeur linéaire. — J. S. NISBET	6 A
421.	— Distribution du courant sur le conducteur plan (en japonais). — M. KOMAI	1 A
421.	— Sur le circuit du tube à disques plans scellés (en japonais). — S. OKAMURA	1 A
421.	— Admittance d'entrée vue de la fente et circuit équivalent du résonateur du magnétron (en japonais). — K. FUJISAWA ..	2 A
422.	— Filtre à échelle avec caractéristique de Tchebyscheff (en japonais). — H. TAKAHASI	2 A
43.	— Ronflement induit par le chauffage dans les amplificateurs à fréquence audible.	7 A
432.	— Sur les systèmes compresseur - expenseur à action instantanée dans les voies de transmission à bande vocale étroite. — J. C. LOZIER	7 A
439.	— Généralités sur les amplificateurs diélectriques. — A. M. VINCENT	11 A
45.	— Analyse exacte du fonctionnement d'un redresseur linéaire sur le circuit CR. — H. NIEHRS	7 A
453.	— Nouveau discriminateur pour ondes centimétriques ; application à un oscillateur stabilisé en fréquence. — K. C. JOHNSON	6 A
462.	— Le détecteur à cristal comme changeur de fréquence (en japonais). — Y. NAKAHARA	2 A
48.	— Détection de signaux d'impulsions au voisinage du seuil de bruit. — R. E. SPENCER	8 A
483.	— Un récepteur à saut de fréquence avec double diversité. — D. G. LINDSAY	6 A
T. 5. — Exploitation et Application		
511.	— Considérations sur l'établissement des systèmes récepteurs de radiotélégraphie. — J. D. HOLLAND	11 A
54.	— Le papillotement des images de télévision. — J. HAANTJIES, F. W. DE VRIJER	8 A
542.	— Utilisation d'un nouveau type de double triode à faible facteur de bruit dans les montages d'accord des récepteurs de télévision. — R. M. COHEN	2 A

542.	— Bases techniques de la télévision. — H. DELABY	11 A
550.	— Le radiophare omnidirectionnel V. H. F. de l'administration de l'Aéronautique civile. — H. C. HURLEY, S. R. ANDERSON, H. F. KEARY	12 A
550.	— Propagation ionosphérique des ondes longues, avec application au guidage à grande distance. — C. WILLIAMS	8 A
551.1.	— La théorie de l'information et la construction des récepteurs de Radar. — P. M. WOODWARD	12 A
552.	— Antenne en « capuchon de queue » pour ondes très courtes. — L. E. RABURN	12 A
555.2.	— Influence des facteurs météorologiques sur le radar de navigation. — J. A. SAXTON, H. G. HOPKINS	11 A
555.6.	— Antennes « fromage » pour les radars de navigation maritime. — D. G. KIELEY, A. E. COLLINS, G. S. EVANS	10 A
58.	— Nouvel appareil de télémesure — télécommande (en japonais). — Y. SIMAZU, K. NUTA	2 A

T. 6. — Détails de Construction des Appareils et du Matériel

63.	— Variation dans le temps de la caractéristique d'un tube électronique (en japonais). — M. KAWATA, H. NUZUMA	2 A
63.	— La caractéristique tension-courant du tube de puissance à faisceau électronique (en japonais). — M. WADA	3 A
63.	— Effets de la résistance équivalente d'une cathode à oxyde sur les caractéristiques d'une lampe (en japonais). — K. KITAGAWA	3 A
63.	— Etat de la pellicule du « getter » à baryum (en japonais). — T. ICHIMIYA, Z. ODA, N. MIZUSHIMA, O. OCHI	3 A
63.	— Essai comparatif de durée de la lampe ordinaire et de la lampe CZ-504-D munie d'une plaque-écran contre la chaleur (en japonais). — S. NAKAMURA	3 A
63.	— Rapport intérimaire d'essais pour la prévision de durée des tubes d'émission (en japonais). — H. TSUZUKI, H. UTSUMI, S. SAWAMURA, T. NINOMIYA	3 A
63.	— Relations entre le degré de vide et le courant inverse de grille (en japonais). — S. MURATA, S. ARAI, M. TAKAHASI, Y. IWAMOTO	3 A
63.	— Sur la durée du filament de tungstène d'une lampe d'émission (en japonais) H. YAMASITA, A. OKADA	3 A
63.	— Cathode en thorium avec couche de réduction en zirconium (en japonais). — S. FUKAGAWA	3 A
643.	— Détérioration des condensateurs électrolytiques (en japonais). — T. YURINO, Y. NAKANISI	3 A
645.	— Sur la valeur des résistances solides (en japonais). — K. ITO, Y. TAKEYOSI	4 A
66.	— Application des câbles remplis de gaz aux télécommunications. I. Théorie du remplissage (en japonais). — A. SAITO	4 A
66.	— Essai de pression dans un câble rempli de gaz (en japonais). — M. ROKUNOCHE	4 A
670.	— Réfraction des ondes sonores. Editorial G. W. O. H.	4 A
679.	— Vibromètre à excitation électrodynamique. Mesures électrostatiques (en japonais). — G. ITO, S. YAMAZAKI	4 A

T. 9. — Divers

9.	— Calcul conceptuel ou qualitatif. Méthode graphique de recherches des idées et des lois dans les sciences physiques. — R. CORDEBAS	12 A
	— Les liaisons radio-téléphoniques. Les problèmes de liaison au réseau et d'interconnexions. — R. DE VERDIERE	392
	— Physique et Technique du bruit. — A. MOLES	392
	— Traité d'Electricité théorique. Tome I : « Electrostatique ». — M. JOUGUET	392
	— La théorie des particules de Spin 1/2 (Electrons de Dirac). — L. DE BROGLIE	392
	— Noyaux et coquilles magnétiques dans le domaine des télécommunications. — P. PRACHE	392
	— Symposium I. A. T. A. tenu à Copenhague (mai 1952)	392

V.L.F. - V.H.F. - U.H.F. - S.H.F.

ROCKE
CERTIFIED

Pièces miniatures et tropicalisées - Passages étanches verre-kovar - Diodes germanium et silicium - Thermistors, potentiomètres et résistances A-B, etc... Tubes cathodiques multigun, tubes subminiatures, Condensateurs céramiques, appareils de mesures, etc...

BUREAU DE LIAISON

72, Champs-Élysées - Tél. : BALzac 61-65

PUBL. RAPP

TRANSFORMATEURS
DÉLAIS RÉDUITS
SPÉCIAUX

VOLTAM

139, Av. Henri-Barbusse, COLOMBES (Seine) - CHA. 04-86

